



TUGAS AKHIR - TF 141581

**SISTEM PENGENDALIAN TEGANGAN KELUARAN
INVERTER *BUCK BOOST* SATU FASA (IBBSF)
MENGUNAKAN METODE *MODEL REFERENCE
ADAPTIVE CONTROL* (MRAC)**

MEGA ARINTIKA YULIANA
NRP. 2411 100 024

Dosen Pembimbing
Dr. Ir. Purwadi Agus Darwito, M.Sc.

JURUSAN TEKNIK FISIKA
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2015



FINAL PROJECT - TF 141581

**CONTROL SYSTEM OUTPUT VOLTAGE OF
ONE PHASE BUCK BOOST INVERTER (IBBSF)
USING MODEL REFERENCE ADAPTIVE
CONTROL (MRAC)**

MEGA ARINTIKA YULIANA
NRP. 2411 100 024

Supervisor
Dr. Ir. Purwadi Agus Darwito, M.Sc.

DEPARTMENT OF ENGINEERING PHYSICS
Faculty of Industrial Technology
Sepuluh Nopember Institute of Technology
Surabaya 2015

**SISTEM PENGENDALIAN TEGANGAN KELUARAN
INVERTER *BUCK BOOST* SATU FASA (IBBSF)
MENGUNAKAN METODE *MODEL REFERENCE*
ADAPTIVE CONTROL (MRAC)**

Nama Mahasiswa : Mega Arintika Yuliana
NRP : 2411 100 024
Jurusan : Teknik Fisika FTI-ITS
Dosen Pembimbing : Dr. Ir. Purwadi Agus Darwito, M.Sc.

Abstrak

Saat ini, telah disiapkan dan dikembangkan teknologi untuk mengantisipasi krisis energi antara lain mobil listrik, wind turbin, photovoltage, dan lain sebagainya. Semua teknologi tersebut memerlukan baterai untuk menyimpan energy listrik. Arus listrik yang dihasilkan oleh baterai adalah DC dan sebagian besar komponen listrik baik rumah tangga atau industri berupa arus AC. Oleh karena itu dibutuhkannya sebuah perangkat untuk mengubah arus dari DC menjadi AC, yakni Inverter. Telah dikembangkan berbagai macam invereter untuk menghasilkan inverter yang rendah biaya dan tinggi efisiensinya salah satunya yakni inverter Buck Boost Satu Fasa (IBBSF). Kelebihan dari IBBSF dapat menghasilkan tegangan lebih tinggi atau lebih rendah dari tegangan input. Namun terdapat kekurangan pada IBBSF yakni kualitas tegangan keluaran inverter mengalami gangguan akibat ripple ketika penyearahan gelombang DC ke AC dan belum mencapai tegangan keluaran yang diharapkan yakni 220V. Pada tugas akhir ini pengendalian tegangan keluaran IBBSF menggunakan Model Reference Adaptive Control (MRAC) untuk mendapatkan tegangan keluaran yang diharapkan yakni 220 V. Sistem pengendalian tegangan keluaran IBBSF disimulasikan pada software MATLAB. Hasil dari pengujian MRAC pada IBBSF menunjukkan peformasi respon sistem dalam mengikuti respon model referensinya tergantung pada nilai gain adaptasi. Respon tegangan keluaran IBBSF menggunakan kontrol MRAC dengan frekeunsi referensi 50Hz mencapai tegangan keluaran 220 V pada gain adaptasi 0.000001 settling time 0.095s. Kemudian pada frekuensi referensi 60Hz, sistem dapat mencapai tegangan keluaran 220V pada gain adapatasi 0.00001 dengan settling time 0.095s.

Kata Kunci: Inverter Buck Boost Satu Fasa, Model Reference Adaptive Control, Tegangan Keluaran, Gain Adaptasi MATLAB

**CONTROL SYSTEM OUTPUT VOLTAGE OF ONE PHASE
BUCK BOOST INVERTER (IBBSF) USING MODEL
REFERENCE ADAPTIVE CONTROL (MRAC)**

Name : Mega Arintika Yuliana
NRP : 2411 100 024
Department : Teknik Fisika FTI-ITS
Supervisor : Dr. Ir. Purwadi Agus Darwito, M.Sc.

Abstract

At present, has been prepared and developed technology to anticipate the energy crisis among other electric cars, wind turbines, photovoltaic, and so forth. All of these technologies require batteries to store electrical energy. Electric current generated by the battery is DC and most of the electrical components either domestic or industrial form of AC current. Hence the need for a device to convert the current from DC to AC, which inverts. Has developed a wide range of inverters inverter to produce a low cost but high efficiency is one of the Buck Boost One phase inverters (IBBSF). Excess of IBBSF can generate voltages higher or lower than the input voltage. However, there are shortcomings in the quality IBBSF inverter output voltage ripple when impaired due to wave rectification DC to AC and have not reached the expected output voltage 220V. In this final output voltage control using Model Reference Adaptive IBBSF Control (MRAC) to obtain the expected output voltage of 220 V. The output voltage control system IBBSF simulated in MATLAB software. The results of the test showed performance IBBSF MRAC on the system response follows the model response referensinya depending on the value of the gain adaptation. IBBSF output voltage response using the MRAC control the frequency reference 50Hz output voltage reaches 220 V at 0.000001 adaptation gain settling time 0.095s. Then the reference frequency of 60Hz, the system can achieve the output voltage 220V at 0.00001 adaptation gain by settling time 0.095s

Keyword: *One Phase Buck Boost Inverter, Model Reference Adaptive Control, Output Voltage, MATLAB*

**SISTEM PENGENDALIAN TEGANGAN KELUARAN
INVERTER *BUCK BOOST* SATU FASA (IBBSF)
MENGUNAKAN METODE *MODEL REFERENCE*
ADAPTIVE CONTROL (MRAC)**

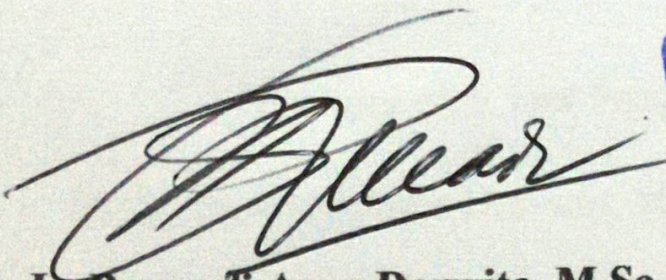
TUGAS AKHIR

Oleh :
Mega Arintika Yuliana
NRP. 2411 100 024

Surabaya, 6 Mei 2015
Mengetahui/Menyetujui,

Pembimbing I,

Ketua Jurusan
Teknik Fisika FTI-ITS



Dr. Ir. Purwadi Agus Darwito, M.Sc.
NIP 19620822 198803 1 001



Dr. Ir. Totok Soehartanto, DEA.
NIP. 19650309 199002 1 001

**SISTEM PENGENDALIAN TEGANGAN KELUARAN
INVERTER *BUCK BOOST* SATU FASA (IBBSF)
MENGUNAKAN METODE *MODEL REFERENCE*
ADAPTIVE CONTROL (MRAC)**

TUGAS AKHIR

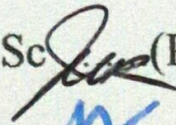
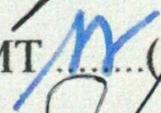
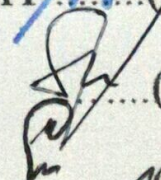
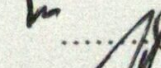
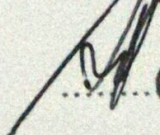
Diajukan untuk Memenuhi Salah Satu Syarat
Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
pada
Bidang Studi Rekayasa Instrumentasi
Program Studi S-1 Jurusan Teknik Fisika
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Oleh :

MEGA ARINTIKA YULIANA

NRP. 2411 100 024

Disetujui oleh Tim Penguji Tugas Akhir :

1. Dr. Ir. Purwadi Agus Darwito, M.Sc.  (Pembimbing I)
2. Dr. Bambang L. Widjiantoro, ST, MT  (Ketua Tim Penguji)
3. Fitri Adi Iskandarianto, ST, MT  (Penguji)
4. Hendra Cordova, ST, MT  (Penguji)
5. Arief Abdurrahman ST MT  (Penguji)

**SURABAYA
MARET 2015**

KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis panjatkan kehadiran Allah SWT atas limpahan rahmat dan hidayah-Nya serta shalawat dan salam kepada Nabi Muhammad SAW sehingga penulis dapat menyelesaikan Tugas Akhir yang berjudul “**Sistem Pengendalian Inverter Buck Boost Satu Fasa (IBBSF) Menggunakan Metode Model Reference Adaptive Control (MRAC)**”. Penulis telah banyak mendapatkan bantuan dari berbagai pihak dalam menyelesaikan Tugas Akhir ini. Untuk itu penulis mengucapkan terima kasih kepada :

1. Bapak Dr. Ir. Totok Soehartanto, DEA, selaku Ketua Jurusan Teknik Fisika ITS dan Bapak Ir. Sarwono, MM, selaku dosen wali penulis yang telah sabar memberikan dukungan, bimbingan, serta ilmu yang sangat bermanfaat.
2. Bapak Dr. Ir. Purwadi Agus Darwito, M.Sc, selaku dosen pembimbing yang senantiasa memberikan motivasi, bimbingan dan arahan dalam menyelesaikan Tugas Akhir ini.
3. Bapak dan Ibu dosen Teknik Fisika yang telah memberikan ilmu selama kuliah.
4. Ayahanda Masduki serta Ibunda Siti Aminasih yang selalu memberikan kasih dan dukungannya untuk penulis.
5. Keluarga besar F46 (TF 2011) dan teknik fisika yang sudah bersama-sama mengalami masa-masa sulit dan senang di kampus hijau ini
6. Kepada Gilang, Yusnia, Almas, Uyun, Ninim dan Erna sebagai teman seperjuangan mengerjakan tugas akhir.

Penulis menyadari bahwa penulisan laporan Tugas Akhir ini tidaklah sempurna. Oleh karena itu sangat diharapkan kritik dan saran yang membangun dari semua pihak sehingga mencapai sesuatu yang lebih baik lagi. Penulis juga berharap semoga laporan ini dapat menambah wawasan yang bermanfaat bagi pembacanya.

Surabaya, 30 Maret 2015

Penulis.

DAFTAR ISI

Halaman Judul.....	i
Lembar Pengesahan.....	v
Abstrak	ix
<i>Abstract</i>	xi
KATA PENGANTAR.....	xiii
DAFTAR ISI	xv
DAFTAR GAMBAR	xvii
DAFTAR TABEL	xix
BAB I	1
PENDAHULUAN.....	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Permasalahan	3
1.3 Batasan Masalah	3
1.4 Tujuan	3
1.5 Sistematika Laporan.....	3
BAB II	5
SISTEM PENGENDALIAN TEGANGAN KELUARAN	
INVERTER <i>BUCK BOOST</i>	5
2.1 Inverter Satu Fasa	5
2.2 Topologi Inverter	6
2.2.1. Topologi <i>Buck</i>	6
2.2.2. Topologi <i>Boost</i>	7
2.2.3. Topologi Buck Boost.....	8
2.3 SPWM dengan <i>Bipolar Switching</i>	11
2.4 IGBT (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)	13
2.5 <i>Second Order Lowpass Filter</i>	14
2.6 Sistem Kontrol Adaptif MRAC (<i>Model Reference Adaptive Control</i>)	15
2.6.1. Pemodelan Referensi IBBSF	16
2.6.2. MIT Rule	17
BAB III.....	21
METODOLOGI PENELITIAN	21
3.1 Studi Pustaka.....	22
3.2 Studi Literatur	22

3.3 Perancangan IBBSF Pada <i>Software</i> PSIM.....	22
3.2.1. Pemodelan IBBSF	23
3.2.2. Penentuan Parameter IBBSF	24
3.2.3. Simulasi pada PSIM	25
3.4 Perancangan Kendali IBBSF berbasis MRAC.....	25
3.3.1 Pemodelan IBBSF dengan simulink MATLAB..	26
3.3.2 Pemodelan Referensi IBBSF	31
3.3.3 Mekanisme “ <i>updating</i> ” parameter kontroller	31
BAB IV	35
HASIL DAN PEMBAHASAN	35
4.1 Analisa IBBSF pada <i>Software</i> PSIM	35
4.2 Analisa Sinyal Keluaran IBBSF pada <i>Simulink</i> MATLAB.....	38
4.3 Analisa Kinerja MRAC dalam Mengendalikan Tegangan Keluaran IBBSF	45
BAB V	55
KESIMPULAN DAN SARAN	55
5.1 Kesimpulan.....	55
5.2 Saran	56
DAFTAR PUSTAKA.....	57
LAMPIRAN	59

DAFTAR TABEL

Tabel 3. 1 Parameter IBBSF.....	24
Tabel 4. 1 Parameter Inverter <i>Buck Boost</i>	35
Tabel 4. 2 Akar persamaan model referensi.....	46

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1 Inverter <i>Single Phasa</i>	6
Gambar 2. 2 Inverter Topologi <i>Buck</i>	6
Gambar 2. 3 Inverter Topologi <i>Boost</i>	7
Gambar 2. 4 Inverter Topologi <i>Buck Boost</i>	8
Gambar 2. 5 SPWM dengan <i>Bipolar Switching</i>	12
Gambar 2. 6 SPWM dengan <i>Bipolar Voltage Switching</i>	12
Gambar 2. 7 IGBT	14
Gambar 2. 8 Rangkaian LPF	14
Gambar 2. 9 Blok Diagram Sistem <i>Adaptive</i>	15
Gambar 2. 10 Blok diagram algoritma penempatan pole	18
Gambar 2. 11 Diagram Blok MRAC Orde Dua MIT Rule	20
Gambar 3. 1 Diagram Alur Penelitian Inverter <i>Buck Boost</i>	21
Gambar 3. 2 Diagram Blok IBBSF	22
Gambar 3. 3 Rangkaian IBBSF	23
Gambar 3. 4 Wiring Diagram IBBSF Pada PSIM.....	25
Gambar 3. 5 Diagram Blok IBBSF Dengan Kendali MRAC.....	25
Gambar 3. 6 Gambaran Umum Simulasi IBBSF Tanpa Kontrol	26
Gambar 3. 7 Blok Sinyal Sinus	27
Gambar 3. 8 Blok Sinyal <i>Carrier</i>	27
Gambar 3. 9 Blok Komparator	28
Gambar 3. 10 Gambaran Umum Blok Inverter Buck Boost	28
Gambar 3. 11 Blok proses Pengisian Induktor.....	29
Gambar 3. 12 Blok proses Pengisian Kapasitor	30
Gambar 3. 13 Blok Tegangan Keluaran dengan Filter.....	30
Gambar 3. 14 Blok Pembentukan Sinyal Error	31
Gambar 3. 15 Diagram blok MRAC orde dua dengan MIT <i>Rule</i>	32
Gambar 3. 16 Wiring Diagram Sinyal Kontrol Dengan SPWM	33
Gambar 4. 1 Simulasi IBBSF pada PSIM	35
Gambar 4. 2 Grafik SPWM. Dengan	36
Gambar 4. 3 Grafik Pola Penskalaran Pada Switch 3 dan 2.....	37
Gambar 4. 4 Grafik Tegangan pada Beban. Dengan.....	37
Gambar 4. 5 Grafik Pembentukan Pola Pensklaran.	39
Gambar 4. 6 Grafik Pengisian Muatan Induktor.	40

Gambar 4. 7 Grafik Pengisian Muatan Kapasitor.	41
Gambar 4. 8 Grafik Tegangan Keluaran dengan frekuensi referensi 50Hz.....	41
Gambar 4. 9 Grafik Tegangan Keluaran dengan frekuensi referensi 50Hz.....	43
Gambar 4. 10 Grafik Tegangan Keluaran dengan frekuensi referensi 60 Hz.	43
Gambar 4. 11 Pola pensaklaran pada switch 2.	44
Gambar 4. 12 Grafik tegangan keluaran dari model referensi. ...	45
Gambar 4. 13 <i>Buck Boost</i> Inverter dengan kontrol MRAC.....	45
Gambar 4. 14 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.1 .	47
Gambar 4. 15 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.0148	
Gambar 4. 16 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.001	49
Gambar 4. 17 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.0001	50
Gambar 4. 18 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.00001	51
Gambar 4. 19 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.001	52

BAB I

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Saat ini, telah disiapkan dan dikembangkan beberapa teknologi untuk mengantisipasi krisis energi antara lain mobil listrik, *wind turbin*, *photovoltage*, dan lain sebagainya. Semua teknologi tersebut memerlukan baterai untuk menyimpan energi listrik. Arus listrik yang dihasilkan oleh baterai adalah DC dan sebagian besar komponen listrik baik rumah tangga atau industri berupa arus AC. Oleh karena itu dibutuhkannya sebuah perangkat untuk mengubah arus dari DC menjadi AC, yakni Inverter.^[1]

Secara umum, ada tiga rangkaian (topologi) dasar inverter, yaitu *buck*, *boost* dan *buck-boost*. Inverter jenis *buck* adalah inverter yang mengkonversikan tegangan DC masukan menjadi tegangan AC lain yang lebih rendah (inverter penurun tegangan). Sedangkan inverter *boost* ini kebalikan dari inverter *buck*. Inverter *Buck-Boost* adalah kombinasi antara Buck dan Boost, dimana tegangan keluaran dapat diatur menjadi lebih tinggi atau lebih rendah dari tegangan masukan.^[2] Kelebihan dari inverter *buck boost* ini adalah dapat menghasilkan tegangan *output* yang dapat lebih tinggi atau lebih rendah dari tegangan *input*. Namun terdapat kekurangannya yakni kualitas tegangan keluaran inverter mengalami gangguan akibat *ripple* ketika penyearahan gelombang DC ke AC sehingga mempengaruhi tegangan keluaran inverter dan tegangan keluaran sistem. Selain itu gangguan terjadi akibat switching dari *buck boost* inverter yang mengakibatkan arus dan tegangan keluaran menjadi tidak stabil dan tidak mencapai keluaran yang diharapkan.^[3]

Beberapa pengembangan inverter telah dilakukan untuk mendapatkan inverter dengan biaya rendah dan efisiensi yang tinggi. Yang saat ini telah dikembangkan yakni Inverter *Buck Boost* Satu Fasa (IBBSF). IBBSF adalah sebuah inverter yang mengubah tegangan dari DC ke AC dan menaikkan tegangan di waktu yang sama sehingga dapat menghasilkan tegangan yang lebih tinggi

atau lebih rendah dari tegangan masukannya. Beberapa penelitian yang telah dilakukan yakni makalah dari *casceres* yang berjudul ” *A Boost DC-AC Converter: Operation, Analysis, Control Design and Experimentation*” menjelaskan mengenai desain topologi inverter terbaru yang dapat menghasilkan tegangan keluaran yang lebih besar dari tegangan masukan dengan teknik pensklaran dari 96V menjadi 127V.^[4] Kemudian *casceres* melakukan optimasi terhadap topologi inverter tersebut dalam makalahnya ” *A Boost DC-AC Converter: Analysis, Design and Experimentation*”. Di dalam makalah ini dijelaskan mengenai optimasi dinamika inverter *boost* ketika terjadi perubahan karakteristik sistem menggunakan *Sliding Mode Control* dan dapat meningkatkan nilai tegangan keluaran dari 127 V menjadi 165 V.^[5] Kemudian *Vazquez* melakukan analisis dan eksperimen 3 macam inverter dengan *Sliding Mode Control*, yakni berjudul ” *Analysis and Experimental Study of the Buck, Boost and Buck Boost Inverters*”. Pada makalah ini dijelaskan mengenai respon dinamik yang dihasilkan oleh ketiga inverter dengan metode kontrol *Sliding Mode Control* yang dapat meningkatkan tegangan keluaran dari Inverter *Buck Boost* satu fasa (IBBSF) dari 50V menjadi 170 V.^[6]

MRAC (*Model Refrence Adaptive Control*) merupakan salah satu skema kendali adaptif dimana performansi keluaran system (*plant*) mengikuti performansi keluaran model referensinya. Parameter kontroler diperbaharui dengan sistem pengaturan (*adjustment mekanisme*) menggunakan teori kestabilan *MIT rule*. *MIT rule* merupakan sebuah teori kestabilan yang dikembangkan di laboratorium instrumentasi di MIT dengan meminimalkan fungsi kerugian untuk mengatur paramaternya.^[7]

Telah dijelaskan penelitian yang telah dikembangkan oleh para peneliti untuk mendapatkan inverter dengan biaya rendah dan efisiensi yang tinggi. Berdasarkan penelitian tersebut belum ada IBBSF konvensional yang dapat menghasilkan tegangan keluaran 220 V. Tegangan 220 V merupakan sebuah nilai tegangan dari listrik satu fasa yang banyak digunakan dalam rumah tangga Indonesia. Untuk mengubah dari tegangan 12 V ke 220 V diperlukan sebuah penguatan dan pengendalian untuk mencapai

tegangan tersebut. Oleh karena itu akan dirancang dan disimulasikan sebuah sistem pengendalian tegangan keluaran IBBSF dengan metode MRAC.

1.2 Rumusan Permasalahan

Berdasarkan uraian pada latar belakang dirumuskan permasalahan yang harus dijawab yakni bagaimana merancang dan mensimulasikan suatu sistem pengendalian IBBSF dengan metode MRAC untuk mendapatkan tegangan keluaran sebesar 220 V.

1.3 Batasan Masalah

Pada tugas akhir ini ada beberapa batasan yang digunakan, antara lain sebagai berikut.

1. Menggunakan inverter dengan topologi *buck-boost* satu fasa.
2. Metode kontrol yang digunakan adalah metode MRAC yang disimulasikan melalui *software* MATLAB.
3. Nilai komponen RLC berdasarkan nilai RLC makalah *vezquez*.
4. Komponen pada keseluruhan sistem kontrol diasumsikan bersifat ideal dengan nilai gain adaptasi kontrol yang bervariasi dengan range 0.000001 sampai 0.1 dan dengan nilai frekuensi referensi yakni 50 Hz dan 60 Hz.

1.4 Tujuan

Tujuan dari dilakukannya penelitian ini adalah untuk mendapatkan suatu rancangan dan simulasi sistem pengendalian IBBSF dengan metode MRAC untuk mendapatkan tegangan keluaran sebesar 220 V.

1.5 Sistematika Laporan

Penyusunan laporan tugas akhir ini dilakukan secara sistematis dan tersusun dalam lima bab dengan penjelasan sebagai berikut:

BAB I Pendahuluan

Bab ini menjelaskan tentang latar belakang, perumusan masalah, tujuan penelitian, batasan masalah, metodologi penelitian dan sistematika laporan.

BAB II Tinjauan Pustaka

Bab ini membahas mengenai teori-teori dasar yang terkait dalam penulisan tugas akhir.

BAB III Metodologi Penelitian

Bab ini akan dijelaskan mengenai langkah-langkah pengerjaan tugas akhir dari awal hingga analisis dan pengujian diselesaikan.

BAB IV Hasil dan Pembahasan

Bab ini dilakukan proses pengolahan data dan analisa yang dilakukan pada sistem yang telah dibuat.

BAB V Kesimpulan dan Saran

Bab ini berisi tentang kesimpulan pokok dari seluruh rangkaian penelitian yang telah dilakukan dan saran yang dapat dijadikan sebagai pengembangan penelitian selanjutnya.

BAB II

SISTEM PENGENDALIAN TEGANGAN KELUARAN INVERTER *BUCK BOOST*

2.1 Inverter Satu Fasa

Inverter satu fasa adalah alat untuk mengubah tegangan DC menjadi AC dengan teknik kendali internal SPWM (*Sinusoidal Pulse Witdh Modulation*) atau PWM (*Pulse Witdh Modulation*) yang dapat diatur besar tegangan dan frekuensi keluaran yang variable berdasarkan dari kendali yang digunakan. Dengan teknik kendali SPWM atau PWM memiliki unjuk kerja yang baik, dengan respon dinamik dan rendah distorsi harmonik pada tegangan keluaran.

Pada pengendalian motor induksi, inverter SPWM atau PWM memiliki keunggulan dalam pengaturan kecepatan motor dengan putaran yang halus dan torka motor yang sesuai keinginan. Apabila pembangkitan sinyal menggunakan sistem digital, maka akan didapat respon yang lebih baik karena nilai harmonik yang lebih kecil.

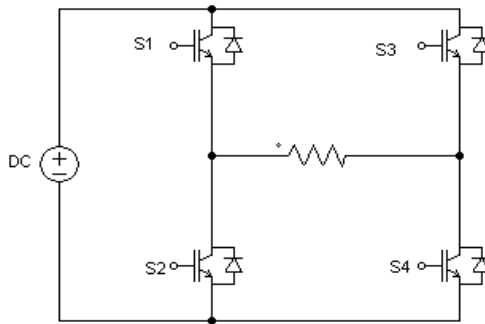
Nilai tegangan AC efektif satu fasa dirumuskan sebagai berikut :

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2 dt} \quad (2.1)$$

Keterangan :

V_{rms}	= tegangan efektif
V	= fungsi tegangan
T	= perioda

Berdasarkan bentuk tegangan keluarannya inverter satu fasa dapat dibedakan menjadi beberapa bentuk diantaranya *squarewave* inverter (inverter gelombang persegi) dan *sinewave* inverter (inverter gelombang *sinusoidal*).



Gambar 2. 1 Inverter *Single Phase* ^[8]

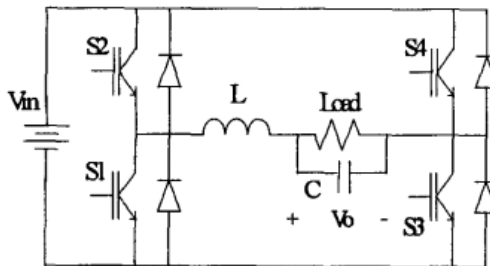
2.2 Topologi Inverter

Secara umum, ada tiga rangkaian (topologi) dasar inverter , yaitu *buck*, *boost*, dan *buck-boost*.

2.2.1. Topologi *Buck*

Topologi jenis *buck* merupakan topologi yang menkonversikan tegangan dc menjadi ac yang lebih rendah (inverter penurun tegangan) tetapi mudah untuk dikontrol. Inverter ini bekerja dengan pergantian hidupnya *switch* untuk menghasilkan beda potensial tegangan. Pada prinsipnya topologi hampir sama dengan *buck* konverter, perbedaannya adalah tegangan output konverter unipolar dan tidak sinusoidal.

$$V_o = V_a - V_b = dV_{in} - (1-d)V_{in} \quad (2.2)$$



Gambar 2. 2 Inverter Topologi *Buck*

Keterangan :

S1, S2 , S3 dan S4 adalah *switch*

Vin adalah tegangan masukan

Vout adalah tegangan keluaran

C adalah nilai kapasitansi kapasitor

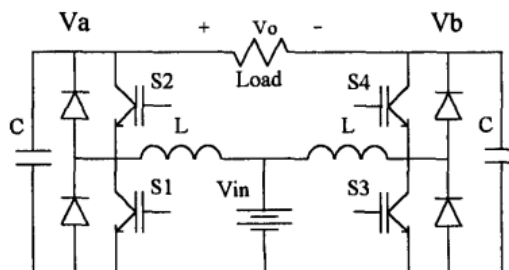
L adalah nilai induktansi induktor

d adalah *duty cycle*

2.2.2. Topologi Boost

Topologi *boost* merupakan kebalikan dari topologi *buck*, yakni topologi yang dapat menghasilkan tegangan keluaran AC lebih besar dari tegangan *input* AC. Dalam inverter *boost* terdapat sepasang *switch* yang bergantian bekerjanya, 2 induktor, 2 kapasitor dan satu beban. Tegangan masukan seri dengan dengan kedua induktor sehingga muatan akan mengalir ke induktor tanpa terpengaruh *switch*. Ketika sepasang *switch* pertama ditutup maka arus dari baterai akan mengalir ke kapasitor yang pertama (energi tersimpan di kapasitor pertama) dan pada *switch* yang lain akan mengalirkan arus ke kapasitor kedua. Kemudian ketika sepasang *switch* yang kedua bekerjanya berkebalikan dengan *switch* yang pertama. Sehingga terjadi beda potensial pada kapasitor.

$$V_o = 2V_a - 2V_{dc1} \quad (2.3)$$



Gambar 2. 3 Inverter Topologi *Boost*^[9]

Keterangan :

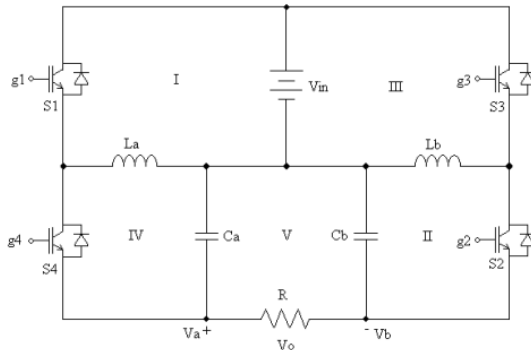
S1, S2 , S3 dan S4 adalah *switch*

Vin adalah tegangan masukan

V_{out} adalah tegangan keluaran
 C adalah nilai kapasitansi kapasitor
 L adalah nilai induktansi induktor
 d adalah *duty cycle*

2.2.3. Topologi Buck Boost

Inverter *buck-boost* satu fasa menampilkan peningkatan dan perubahan tegangan di waktu yang sama, dan tegangan *output* yang dihasilkan tersebut dapat lebih besar atau lebih kecil dari tegangan *input*. Inverter dengan topologi ini memiliki desain yang sederhana dengan performansi dan rasio biaya yang bagus, serta dapat diaplikasikan pada kapasitas daya yang rendah. Dasar topologi dari inverter *buck-boost* pertama kali diusulkan oleh Caceres, yang mengusulkan desain topologi inverter *boost*. Pada topologi ini, DC *input* dari dua konverter *boost* DC-DC yang identik dipasang secara paralel dengan sumber DC. Topologi inverter *buck-boost* yang serupa dengan Caceres diusulkan oleh Vazquez, yang menggabungkan dua konverter *buck-boost* DC-DC serupa dengan inverter *boost* Caceres, akan tetapi topologi ini menghasilkan tegangan *output* AC yang lebih kecil atau lebih besar dari tegangan *input* DC. Desain topologi ini memungkinkan kehilangan daya yang rendah pada sistem *switch*.



Gambar 2. 4 Inverter Topologi *Buck Boost*^[10]

Keterangan

L_a adalah induktansi di induktor a

L_b adalah induktansi di induktor b

C_a adalah kapasitansi di kapasitor a

C_b adalah kapasitansi di kapasitor b

V_{in} adalah tegangan masukan

V_{out} adalah tegangan keluaran

g_1, g_2, g_3, g_4 adalah gerbang pada *switch* 1, 2, 3, 4

Berdasarkan gambar 2.4 ,dengan mengaplikasikan hukum *kirchoff* untuk semua loop ketika S1 dan S2 “ON” didapatkan persamaan:

$$V_{La} = V_{in} \quad (2.4)$$

$$V_{Cb} = V_{Lb} \quad (2.5)$$

$$I_o = I_{Cb} + I_{Lb} \quad (2.6)$$

$$V_o = V_{Cb} - V_{Ca} \quad (2.7)$$

Dengan V_{La} adalah tegangan di induktor a, V_{Lb} adalah tegangan di induktor b , I_{Ca} adalah arus di kapasitor a , I_{Cb} adalah arus di kapasitor b, I_{Lb} adalah arus di induktor b, I_o adalah arus keluaran, V_o adalah tegangan keluaran dan V_{in} adalah tegangan masukan. Disubtitusikan persamaan 2.6 dan 2.7 didapatkan persamaan

$$\frac{d(V_{Cb})}{dt} = \frac{-I_{Lb}}{Cb} + \frac{V_{Cb}}{RCb} - \frac{V_{Ca}}{RCb} \quad (2.8)$$

Dengan menyederhanakan persamaan 2.8 menjadi

$$\frac{d(V_{Cb})}{dt} = \frac{1}{Cb} \left(-I_{Lb} + \frac{V_o}{R} \right) \quad (2.9)$$

Dengan mensubtitusikan persamaan 2.5 dan 2.7 didapatkan persamaan

$$\frac{d(I_{Lb})}{dt} = \frac{RI_{Lb}}{Lb} + \frac{RI_{Cb}}{Lb} + \frac{V_{Ca}}{Lb} \quad (2.10)$$

Kemudian persamaan 2.10 disederhanakan menjadi

$$\begin{aligned}
\frac{d(I_{Lb})}{dt} &= \frac{1}{Lb} (RI_0 + V_{Ca}) \\
\frac{d(I_{Lb})}{dt} &= \frac{1}{Lb} (V_0 + V_{Ca}) \\
\frac{d(I_{Lb})}{dt} &= \frac{1}{Lb} (V_{in})
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Tegangan pada La didapat ketika S3 dan S4 “ON” sehingga

$$V_{Lb} = V_{in} \tag{2.12}$$

$$V_{Ca} = V_{La} \tag{2.13}$$

$$I_o = I_{Ca} + I_{La} \tag{2.14}$$

$$V_o = V_{Ca} - V_{Cb} \tag{2.15}$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.13 dan 2.15 didapatkan persamaan

$$\frac{d(I_{La})}{dt} = \frac{RI_{La}}{La} + \frac{RI_{Ca}}{La} + \frac{V_{Cb}}{La} \tag{2.16}$$

Persamaan 2.16 disederhanakan menjadi

$$\frac{d(I_{La})}{dt} = \frac{1}{La} (RI_0 + V_{Cb})$$

$$\frac{d(I_{La})}{dt} = \frac{1}{La} (V_0 + V_{Cb})$$

$$\frac{d(I_{La})}{dt} = \frac{1}{La} (V_{in}) \tag{2.17}$$

Ketika S3 dan S4 “ON”, didapatkan persamaan

$$\frac{d(V_{Ca})}{dt} = \frac{-I_{La}}{Ca} + \frac{V_{Ca}}{RCa} - \frac{V_{Cb}}{RCa} \tag{2.18}$$

Dengan menyederhanakan persamaan 2.18 menjadi

$$\frac{d(V_{Ca})}{dt} = \frac{1}{Ca} \left(-I_{La} + \frac{V_0}{R} \right) \tag{2.19}$$

Dalam Persamaan *state space* (dari persamaan 2.8 dan 2.9) ketika S1 dan S2 “ON”

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{Lb}}{dt} \\ \frac{dV_{Lb}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{Lb} & 0 \\ \frac{1}{Cb} & \frac{1}{RCb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Lb} \\ V_{Cb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R}{Lb} & \frac{1}{Lb} \\ 0 & \frac{1}{RCb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Cb} \\ V_{Ca} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

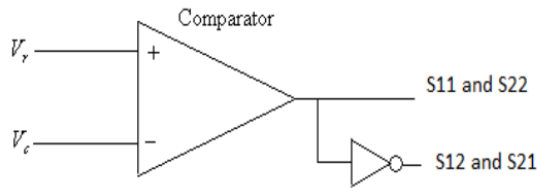
Ketika S3 dan S4 “ON” (dari persamaan 2.16 dan 2.18)

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{La}}{dt} \\ \frac{dV_{La}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{La} & 0 \\ \frac{1}{Ca} & \frac{1}{RCa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{La} \\ V_{Ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R}{La} & \frac{1}{La} \\ 0 & \frac{1}{RCa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ca} \\ V_{Cb} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

2.3 SPWM dengan *Bipolar Switching*

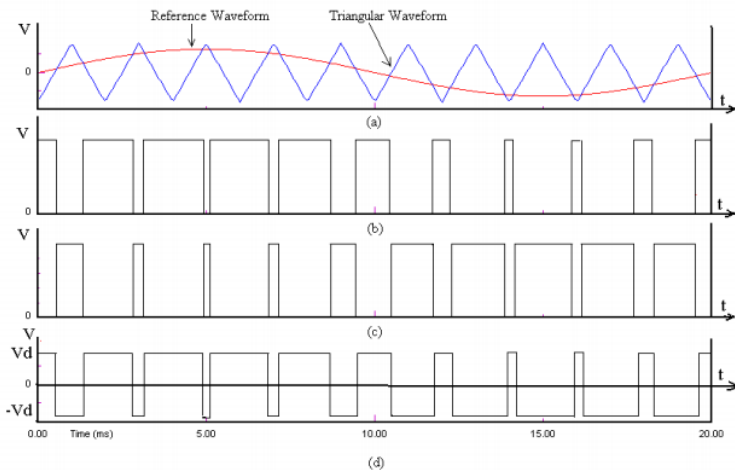
SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) adalah salah satu teknik untuk mengatur penyaklaran transistor dalam inverter. Teknik dasarnya adalah membandingkan dua sinyal untuk mendapatkan pola penyaklaran. Sinyal pertama adalah sinyal carrier dan biasanya disebut sinyal segitiga. Sinyal kedua adalah sinyal referensi atau sinyal yang akan dimodulasi untuk mendapatkan bentuk keluaran yang diinginkan.

Pada gelombang sinusoida PWM terdapat perbedaan lebar pulsa pada fase positif dan fase negatifnya, dan akan periodik sesuai dengan frekuensi dari tegangan referensinya. Bentuk gelombang sinusoida PWM ini diperoleh dengan mengkomparasi antara gelombang segitiga (*triangle wave*) dengan gelombang sinusoida murni. Lebar dari pada fase positif dan fase negatifnya dapat diatur dengan mengontrol besarnya indeks modulasi, yaitu perbandingan amplitudo dari tegangan *carrier* (gelombang segitiga) terhadap amplitudo tegangan referensi (gelombang sinusoida murni). Hal ini dapat ditunjukkan pada gambar 2.5 , tegangan referensi dan carrier dibandingkan dengan komparator.



Gambar 2. 5 SPWM dengan *Bipolar Switching*

S11, S21, S12 dan S22 diaktifkan atau dimatikan pada waktu yang sama. Tegangan keluran ditentukan dengan membandingkan sinyal kontrol, V_r dan sinyal segitiga V_c untuk mendapatkan pola pensaklaran.



Gambar 2. 6 SPWM dengan *Bipolar Voltage Switching*.

- (a) Perbandingan antara gelombang referensi dan gelombang segitiga
- (b) Gating pulsa untuk S11 dan S22
- (c) Gating pulsa untuk S12 dan S21
- (d) bentuk gelombang keluaran ^[11]

Berdasarkan gambar 2.5 , pemodelan dari SPWM adalah sebagai berikut.

$$\text{Blok sinyal sinus} = 0.5A^2 \sin \pi f_a t + 0.5 \quad (2.22)$$

$$\text{Blok sinyal carrier} = -\left(K \int -A \sin(2\pi f_b t + \varphi) + A \sin(2\pi f_b t)\right) \quad (2.23)$$

Persamaan 3.19 dan 3.20 dijumlahkan menjadi

SPWM =

$$(0.5A^2 \sin \pi f_a t + 0.5) - \left(K \int -A \sin(2\pi f_b t + \varphi) + A \sin(2\pi f_b t)\right) \quad (2.24)$$

Keterangan

A adalah amplitudo

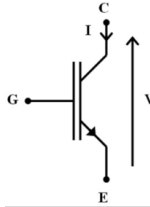
f_a adalah frekuensi referensi,

f_b adalah frekuensi pembawa

φ adalah *phase delay*

2.4 IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

IGBT merupakan adalah piranti semikonduktor yang setara dengan gabungan sebuah transistor bipolar (BJT) dan sebuah transistor efek medan (MOSFET). *Input* dari IGBT adalah terminal *gate* dari MOSFET sedangkan terminal *source* dari MOSFET terhubung ke terminal basis dari BJT. Sehingga arus *drain* yang keluar dari MOSFET akan menjadi arus basis dari BJT. karena besarnya tahanan yang masuk dari MOSFET maka terminal *input* IGBT hanya akan menarik arus kecil dari sumber. Arus *drain* yang merupakan arus keluaran dari MOSFET akan cukup besar untuk membuat BJT mencapai keadaan saturasi atau jenuh. Dengan gabungan sifat kedua elemen tersebut, IGBT mempunyai perilaku yang cukup ideal sebagai sebuah sakelar elektronik. IGBT tidak terlalu membebani sumber namun mampu menghasilkan arus yang besar bagi beban listrik yang dikendalikannya.

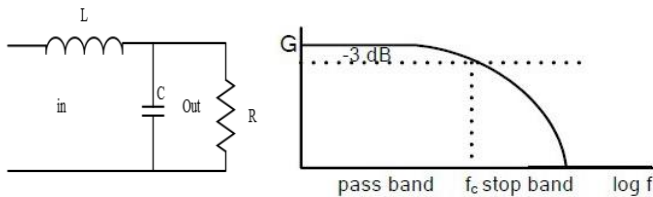


Gambar 2. 7 IGBT^[12]

2.5 Second Order Lowpass Filter

Lowpass filter (LPF) atau filter lolos bawah adalah filter yang hanya melewatkan frekuensi yang lebih rendah dari frekuensi *cut off* (f_c) dan akan melemahkan sinyal dengan frekuensi yang lebih tinggi dari frekuensi *cut-off* (f_c). Titik frekuensi *cut-off* adalah 0,707 atau -3dB ($\text{dB} = -20\text{Log } V_{\text{out}} / V_{\text{in}}$) dari *gain* tegangan diizinkan untuk lulus. Rentang frekuensi "di bawah" ini f_c *cut-off* point umumnya dikenal sebagai *Band Pass* sebagai sinyal input diperbolehkan untuk melewati filter.

Rangkaian low pass filter RC merupakan jenis filter pasif, dengan respon frekuensi yang ditentukan oleh konfigurasi R,L dan C yang digunakan. Rangkaian dasar LPF dan grafik respon frekuensi LPF sebagai berikut.



Gambar 2. 8 Rangkaian LPF

Rangkaian filter pasif LPF RLC pada gambar 2.8, digambarkan sebagai rangkaian orde kedua, yang berarti bahwa setiap tegangan atau arus dalam rangkaian dapat digambarkan oleh orde kedua persamaan diferensial dalam analisis rangkaian.^[13]

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.25)$$

Dengan ω_n sebagai frekuensi natural dan ζ sebagai damping ratio dari sistem . Nilai keduanya dapat ditentukan dengan

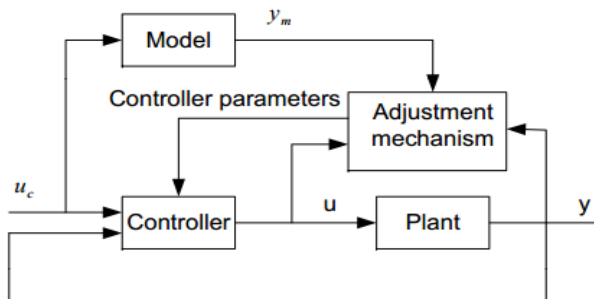
$$\omega_n = 2\pi f_c \quad (2.26)$$

$$\zeta = \frac{1}{2Q} \quad (2.27)$$

Dengan f_c adalah Frekuensi *cut-off* dan Q adalah *quality factor*. Nilai *quality factor* untuk LPF adalah 0.707.

2.6 Sistem Kontrol Adaptif MRAC (*Model Reference Adaptive Control*)

Sistem kontrol adaptif adalah sistem kontrol dimana parameter-parameternya dapat diatur dan juga memiliki mekanisme untuk mengatur parameter-parameter tersebut. *Model Reference Adaptive Control (MRAC)* merupakan salah satu skema kendali adaptif dimana performansi keluaran sistem (proses) mengikuti performansi keluaran model referensinya. Parameter-parameter kontroler diatur melalui mekanisme pengaturan yang didasarkan pada *error* yang merupakan selisih antara keluaran proses dengan keluaran model referensi.



Gambar 2. 9 Blok Diagram Sistem *Adaptive*

Keterangan

u_c adalah sinyal masukan

y_m adalah keluaran dari model referensi

y adalah keluaran dari sistem
u adalah sinyal kontrol

Skema sistem *MRAC* memiliki dua *loop* yaitu *loop* pertama (*inner loop*) *loop* umpan balik antara proses dan kontroler sedang *loop* yang kedua (*outer loop*) adalah *loop* yang mengubah parameter parameter kontroler berdasarkan sinyal *error* $e=y-ym$. Pengaturan dilakukan dengan meminimalkan sinyal *error*, sehingga keluaran sistem (y) sesuai dengan keluaran model referensinya (ym). Mekanisme pengaturan pada *Model Reference Adaptive Control (MRAC)* terhadap parameter parameternya dapat dilakukan dengan beberapa metode diantaranya dengan *MIT Rule*.

2.6.1. Pemodelan Referensi IBBSF

Model referensi adalah model dari IBBSF yang menjadi acuan untuk menghasilkan tegangan keluaran yang kita inginkan yakni sebesar 220V. Berdasarkan persamaan 2.20 dan 2.21, persamaan *state space* diubah menjadi fungsi transfer. Ketika S1 dan S2 “ON”

$$G(s) = \frac{\frac{R}{L_b}s - \frac{1}{C_b L_b}}{s^2 + \left(-\frac{R}{L_b} + \frac{1}{C_b L_b}\right)s + \frac{1}{C_b L_b}} \quad (2.28)$$

Ketika S3 dan S4 “ON”

$$G(s) = \frac{\frac{R}{L_a}s - \frac{1}{C_a L_a}}{s^2 + \left(-\frac{R}{L_a} + \frac{1}{C_a L_a}\right)s + \frac{1}{C_a L_a}} \quad (2.29)$$

Karena nilai $L_a = L_b$ dan $C_a = C_b$ maka dapat dituliskan

$$G(s) = \frac{\frac{R}{L}s - \frac{1}{CL}}{s^2 + \left(-\frac{R}{L} + \frac{1}{CL}\right)s + \frac{1}{CL}} \quad (2.30)$$

Apabila disederhanakan menjadi

$$G(s) = \frac{bs - a}{s^2 + (-b + a)s + a} \quad (2.31)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.30 ke 3.31 maka akan didapatkan $a = \frac{1}{CL}$ dan $b = \frac{R}{L}$

Persamaan 2.31 merupakan persamaan orde 2. Fungsi transfer orde dua untuk model referensi MRAC berdasarkan model matematis sistem IBBSF adalah

$$G(s) = \frac{b_m s - a_m}{s^2 + (-b_m + a_m)s + a_m} \quad (2.32)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.32 ke 2.30 maka akan didapatkan $a_m = \frac{1}{C_m L_m}$ dan $b_m = \frac{R_m}{L_m}$. Nilai R_m , L_m dan C_m adalah

nilai RLC referensi untuk mendapatkan tegangan keluaran 220 V. Nilai RLC referensi didapatkan didasarkan pada nilai tegangan keluaran yang diharapkan yakni 220 V. *Wiring diagram* dari IBBSF referensi sama dengan IBBSF namun dengan nilai RLC yang berbeda.

2.6.2. MIT Rule

Berikut ini akan jabarkan MIT Rule pada sistem *loop* tertutup yang mana kontrolernya memiliki sebuah parameter yang dapat diatur berupa θ . Respon sistem *loop* tertutup ditentukan oleh model yang keluarannya dinotasikan y_m , *output* proses dinotasikan sebagai y . *Error* merupakan selisih antara keluaran y dari sistem *loop* tertutup dan keluaran dari model y_m . *Error* dinotasikan sebagai e . Pengaturan parameter dilakukan dengan meminimalkan fungsi kerugian (*The loss function*, $J(\theta)$)

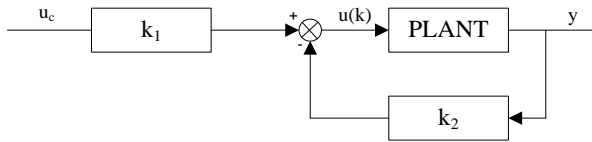
$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (2.33)$$

agar J kecil dilakukan pengubahan parameter pada *gradient* negatif dari J .

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (2.34)$$

Ini dinamakan sebagai aturan MIT (*MIT Rule*). Turunan parsial $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ disebut sebagai turunan kepekaan (*sensitivity derivative*) sistem yang menunjukkan bagaimana *error* dipengaruhi oleh parameter yang dapat diatur (*adjustable parameter*). Jika diasumsikan parameter berubah lebih lambat dari variable lain dari sistem $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ dapat diasumsikan konstan.^[14]

Pada perancangan digunakan controller dengan algoritma penempatan pole . Pada algoritma ini terdapat dua parameter yang digunakan untuk mengatur besarnya sinyal kontrol keluaran dari controller yaitu k_1 dan k_2 . Secara blok diagram algoritma penempatan pole adalah sebagai berikut



Gambar 2. 10 Blok diagram algoritma penempatan pole

Setelah mendapatkan model referensinya, kemudian menghitung updating parameter kontrollernya dengan persamaan kontrollernya

$$u(k) = k_1 u_c - k_2 y \quad (2.35)$$

Jika kedua parameter tersebut memenuhi persamaan

$$k_1 = \frac{b_m s - a_m}{b s - a} \quad (2.36)$$

$$k_2 = \frac{(-b_m + a_m)s + a_m - (-b + a)s - a}{b s - a} \quad (2.37)$$

$u(k)$ merupakan sinyal kontrol, k_1 dan k_2 sebagai *update* parameter, u_c sebagai referensi masukan dan y merupakan keluaran *plant*.

Dengan persamaan 2.36 dan 2.37 maka masukan keluaran IBBSF dan IBBSF referensi akan sama. *Error* merupakan selisih antara keluaran IBBSF(y) dengan keluaran IBBSF referensi (ym)

$$e = y - ym \quad (2.38)$$

$$e = G(s) u(k) - Gm(s) u_c \quad (2.39)$$

$$y = \frac{bs - a}{s^2 + (-b + a)s + a} (k_1 u_c - k_2 y)$$

$$y = \frac{(bs - a)k_1}{s^2 + (-b + a)s + a + (bs - a)k_2} u_c \quad (2.40)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan 2.40 ke 2.39, maka

$$e = \frac{(bs - a)k_1}{s^2 + (-b + a)s + a + (bs - a)k_2} u_c - Gm(s)u_c \quad (2.41)$$

Turunan kepekaan (*sensitivity derivative*) didapatkan dengan melakukan turunan parsial pada error terhadap parameter k_1 dan k_2 .

$$\frac{\partial e}{\partial k_1} = \frac{(bs - a)}{s^2 + (-b + a)s + a + (bs - a)k_2} u_c \quad (2.42)$$

$$\frac{\partial e}{\partial k_2} = - \frac{(bs - a)^2 k_1}{(s^2 + (-b + a)s + a + (bs - a)k_2)^2} u_c$$

$$\frac{\partial e}{\partial k_2} = - \frac{bs - a}{s^2 + (-b + a)s + a + (bs - a)k_2} y \quad (2.43)$$

Nilai a dan b merupakan nilai konstanta dari sistem. Namun desain MRAC mengasumsikan bahwa karakteristik atau nilai dari sistem tidak diketahui, untuk itu diperlukan pendekatan atau perkiraan didasarkan pengamatan bahwa $s^2 + (-b + a)s + a + (bs - a)k_2 \approx s^2 + (-b_m + a_m)s + a_m$ yang akan tercapai ketika parameter-parameter yang tepat pada harga yang sesuai.

Dengan persamaan 2.43 dan pendekatan ini diperoleh updating parameter kontrol

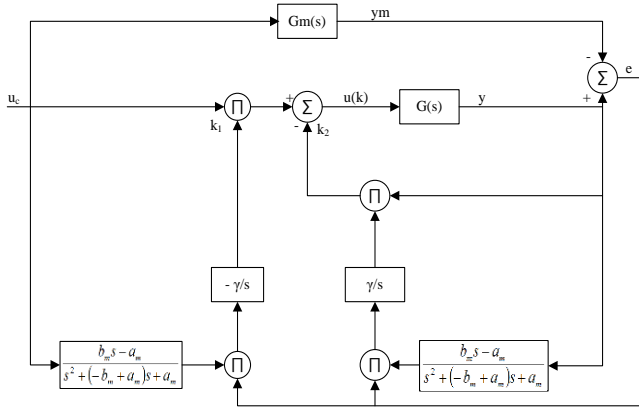
$$\frac{dk_1}{dt} = -\gamma \left(\frac{bs-a}{s^2 + (-b+a)s + a + (bs-a)k_2} u_c \right) e \quad (2.44)$$

$$\frac{dk_2}{dt} = \gamma \left(\frac{bs-a}{s^2 + (-b+a)s + a + (bs-a)k_2} y \right) e \quad (2.45)$$

Dengan γ adalah gain adaptasi. Sinyal kontrol ditentukan berdasarkan persamaan 2.35, yang dapat dituliskan

$$u(k) = \frac{dk_1}{dt} u_c - \frac{dk_2}{dt} y \quad (2.46)$$

$$u(k) = \left[-\gamma \left(\int \frac{(bs-a)dt}{s^2 + (-b+a)s + a + (bs-a)k_2} u_c \right) e \right] u_c - \left[\gamma \left(\int \frac{(bs-a)dt}{s^2 + (-b+a)s + a + (bs-a)k_2} y \right) e \right] y \quad (2.47)$$

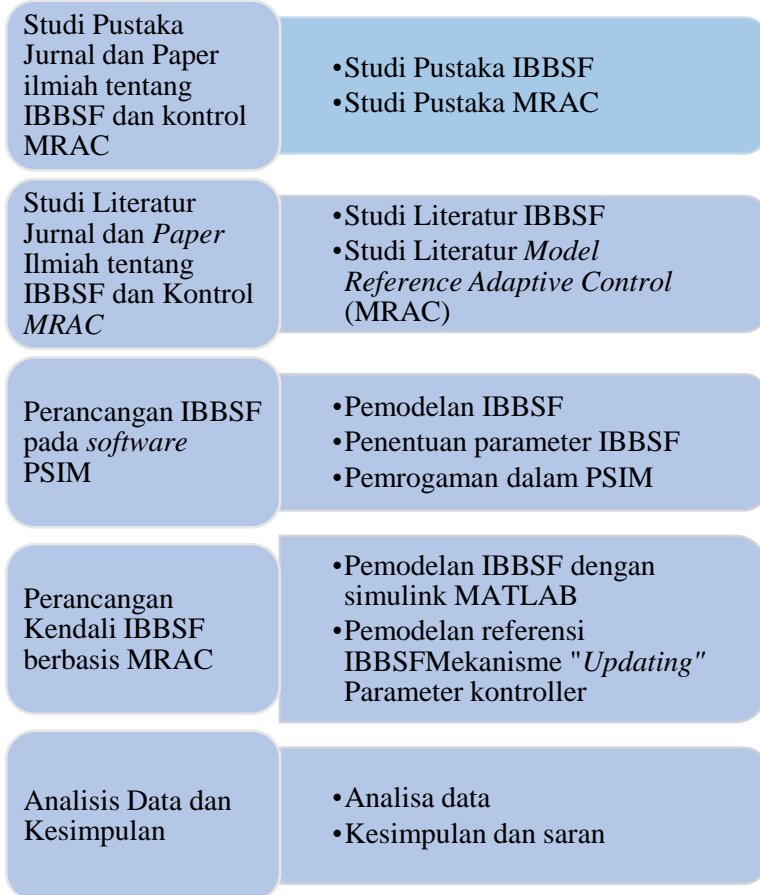


Gambar 2. 11 Diagram Blok MRAC Orde Dua MIT Rule^[15]

BAB III

METODOLOGI PENELITIAN

Pada bab ini akan dijabarkan langkah-langkah alur penelitian pengendalian tegangan keluaran pada IBBSF menggunakan metode *Model Reference Adaptive Control* (MRAC). Berikut diagram alur penelitian :



Gambar 3. 1 Diagram Alur Penelitian Inverter *Buck Boost*

3.1 Studi Pustaka

Pada penelitian ini dilakukan terlebih dahulu studi pustaka mengenai penelitian sebelumnya yakni penelitian mengenai IBBSF dan metode kontrol MRAC. Studi pustaka mengenai IBBSF dilakukan untuk mengetahui hasil penelitian-penelitian sebelumnya, kelebihan dan kekurangannya.

Studi pustaka tentang MRAC dilakukan untuk mengetahui kelebihan dari metode kontrol MRAC terhadap karakteristik sistem yang berubah.

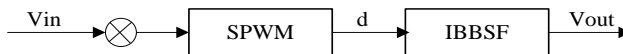
3.2 Studi Literatur

Pada Penelitian ini, dilakukan studi literatur terlebih dahulu mengenai IBBSF dan teknik SPWM. Studi literatur IBBSF yaitu untuk mengetahui dan memahami karakteristik dari IBBSF beserta parameter-parameternya. Bahan studi didapatkan dari penelitian sebelumnya.

Studi literatur mengenai *Model Reference Adaptive Control* (MRAC) untuk mengetahui langkah menentukan model referensi dan menentukan *adjustable parameters* (mekanisme pengaturan terhadap parameter) dengan MRAC sehingga diharapkan keluaran dari sistem mengikuti keluaran dari model referensinya. Selain itu mengetahui nilai gain adaptasi yang memiliki performa terbaik untuk mengendalikan IBBSF.

3.3 Perancangan IBBSF Pada Software PSIM

Diagram blok IBBSF tanpa kontrol dapat ditunjukkan pada gambar di bawah ini



Gambar 3. 2 Diagram Blok IBBSF

Keterangan :

V_{in} adalah tegangan masukan(12V)

d adalah *switching signal* {0,1}

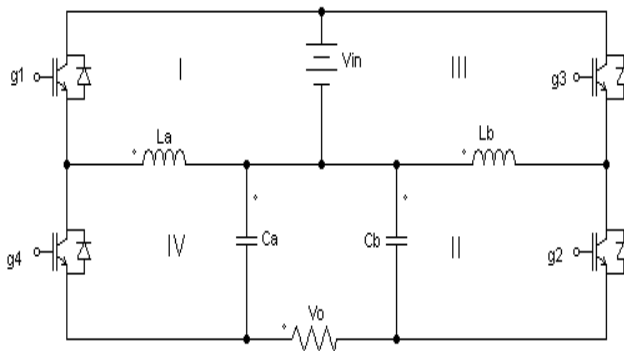
V_{out} adalah tegangan keluaran

Pada diagram blok 3.2, lebar sempitnya sinyal digital (lama waktu ON atau OFF) yang masuk ke IBBSF dipengaruhi oleh SPWM. Pada SPWM, lebar dari fase ON atau OFF diatur dengan mengontrol besarnya indeks modulasi, yaitu perbandingan amplitudo dari tegangan *carrier* (gelombang segitiga) terhadap amplitudo tegangan referensi (gelombang sinusoida murni).

Terdapat 3 tahap perancangan IBBSF pada software PSIM, yaitu

3.2.1. Pemodelan IBBSF

Sebelum mensimulasikan IBBSF, dilakukan pemodelan pada IBBSF. Pemodelan berdasarkan pada rangkaian gambar 3.3.



Gambar 3. 3 Rangkaian IBBSF^[10]

Keterangan

- La adalah induktansi di induktor a
- Lb adalah induktansi di induktor b
- Ca adalah kapasitansi di kapasitor a
- Cb adalah kapasitansi di kapasitor b
- Vin adalah tegangan masukan
- Vout adalah tegangan keluaran
- g1, g2, g3, g4 adalah gerbang pada *switch* 1, 2, 3, 4

Berdasarkan persamaan 2.20 dan 2.21 dimasukkan nilai RLC dari paper Vazquez yakni

Tabel 3. 1 Parameter IBBSF

Parameter	Nilai
R	65 Ω
La=Lb	360 μ H
Ca= Cb	22 μ F
$f_{carrier}$	2000 Hz
Vin	12 V
Fc (frekuensi <i>cut off</i>)	50 \pm 0.05Hz dan 60 Hz

Sehingga persamaan *state space* (dari persamaan 2.10) ketika S1 dan S2 “ON” menjadi

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{Lb}}{dt} \\ \frac{dV_{Lb}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{65}{0.00036} & 0 \\ -1 & \frac{1}{0.00143} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Lb} \\ V_{Cb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{65}{0.00036} & \frac{1}{0.00036} \\ 0 & \frac{1}{0.00143} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Cb} \\ V_{Ca} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Ketika S3 dan S4 “ON” (dari persamaan 2.21)

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{La}}{dt} \\ \frac{dV_{La}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{65}{0.00036} & 0 \\ -1 & \frac{1}{0.00143} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{La} \\ V_{Ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{65}{0.00036} & \frac{1}{0.00036} \\ 0 & \frac{1}{0.00143} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ca} \\ V_{Cb} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

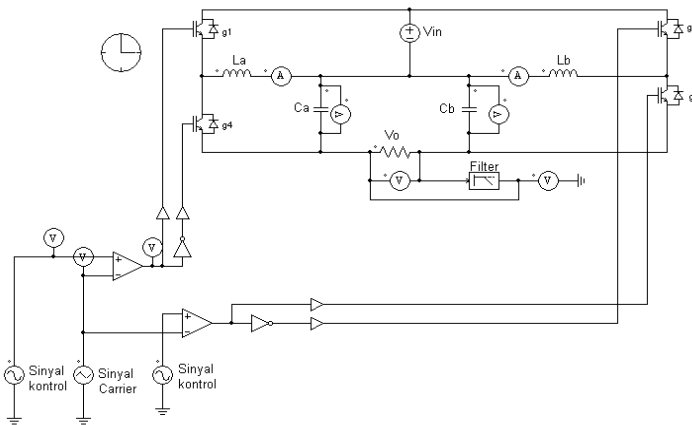
3.2.2. Penentuan Parameter IBBSF

IBBSF diberi input berupa sinyal digital dan hasil keluaran berupa tegangan. Parameter yang ingin dicapai adalah tegangan keluaran IBBSF sebesar 220V dengan nilai RLC dan frekuensi *carrier* yang tetap(ditentukan berdasarkan paper *Vazquez*) serta 2 sinyal referensi yang digunakan 50Hz dan 60Hz. Nilai frekuensi referensi 50 Hz didasarkan pada sinyal frekuensi pada PLN dan frekuensi referensi 60 Hz didasarkan pada frekuensi referensi yang digunakan diluar negri. Didalam sinyal referensi 50 Hz, PLN mempunyai toleransi frekuensi yang dapat diterima sebesar ± 0.05 .

3.2.3. Simulasi pada PSIM

IBBSF yang telah dimodelkan sebelumnya pada persamaan 3.17 dan 3.18 disimulasikan pada PSIM. Simulasi pada PSIM dapat dilihat pada gambar 3.4.

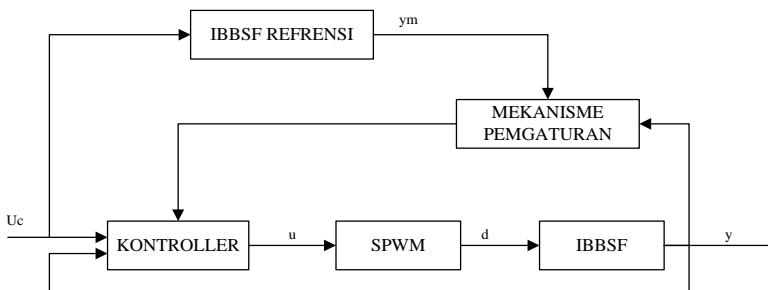
Pada gambar 3.4 terdapat beberapa komponen yakni 2 sinyal kontrol, 1 sinyal *carrier*, 2 komparator, 4 IGBT, 2 induktor, 2 kapasitor, 1 sumber, 1 resistor dan 1 filter (*low pass second order*).



Gambar 3. 4 Wiring Diagram IBBSF Pada PSIM

3.4 Perancangan Kendali IBBSF berbasis MRAC

Diagram blok untuk pengendalian tegangan inveter *buck boost* satu fasa dengan metode MRAC.



Gambar 3. 5 Diagram Blok IBBSF Dengan Kendali MRAC

Keterangan

u adalah sinyal kontrol

u_c adalah referensi masukan

d adalah *switching signal* $\{0,1\}$

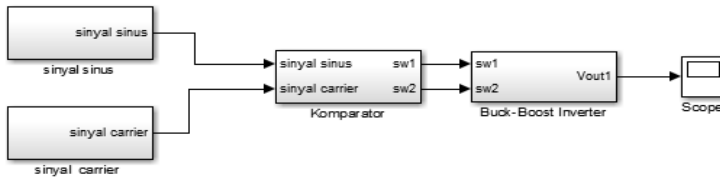
y adalah keluaran dari IBBSF

ym adalah keluaran dari IBBSF referensi

Pada gambar 3.5, besarnya tegangan keluaran dari IBBSF dikendalikan oleh kontrol MRAC. Hasil keluaran sinyal kontrol akan mengatur sinyal sinus dari SPWM.

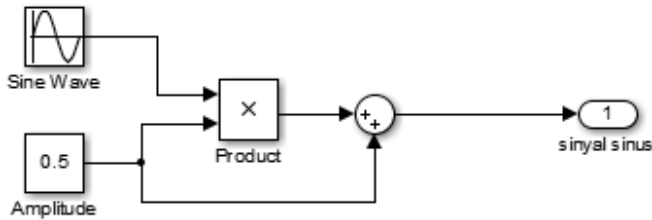
3.3.1 Pemodelan IBBSF dengan simulink MATLAB

Berdasarkan pemodelan IBBSF sebelumnya (persamaan 3.1 dan 3.2), kemudian diprogram dengan mempergunakan MATLAB.



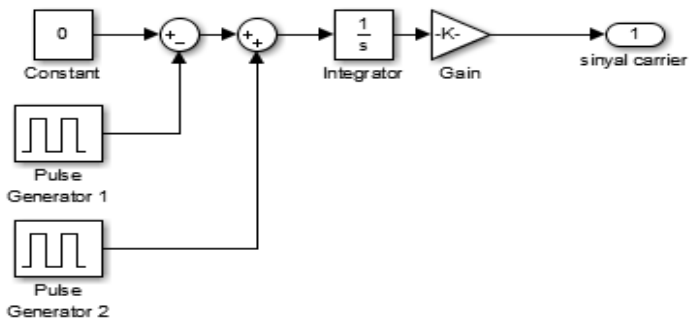
Gambar 3. 6 Gambaran Umum Simulasi IBBSF Tanpa Kontrol

Pada gambar 3.6, blok pertama berupa blok sinyal sinus, blok sinyal *carrier* dan blok komparator merupakan blok pensaklaran SPWM. Berdasarkan persamaan 2.24, blok sinyal sinus dan sinyal *carrier* membentuk sinyal sinus dan sinyal *carrier* dengan keluaran tertentu. Sinyal sinus ini dibandingkan dengan sinyal *carrier* pada komparator untuk mendapatkan pola pensaklaran. Keluaran dari komparator berupa sinyal digital yang saling berkebalikan yang dilambangkan dengan *switch* 1 dan *switch* 2. *Switch* 1 dan *switch* 2 akan masuk kedalam IBBSF dan menghasilkan keluaran berupa tegangan.



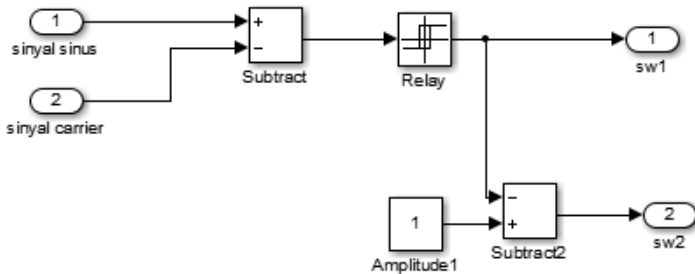
Gambar 3. 7 Blok Sinyal Sinus

Pada blok sinyal sinus (gambar 3.7) dihasilkan keluaran berupa sinyal sinus dengan besar amplitude dan frekuensi tertentu.



Gambar 3. 8 Blok Sinyal *Carrier*

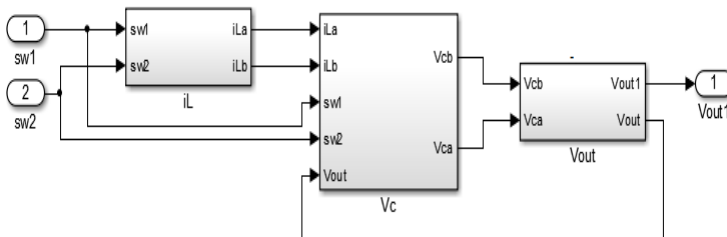
Berdasarkan gambar 3.8, pembentuk sinyal *carrier* (sinyal pembawa atau sinyal segitiga) melalui penjumlahan konstanta dengan *pulse generator* 1. Hasilnya akan dijumlahkan dengan *pulse generator* 2. Hasil dari penjumlahan dengan *pulse generator* 2, akan di integralkan melalui komponen *integrator* dan dikalikan dengan *gain*.



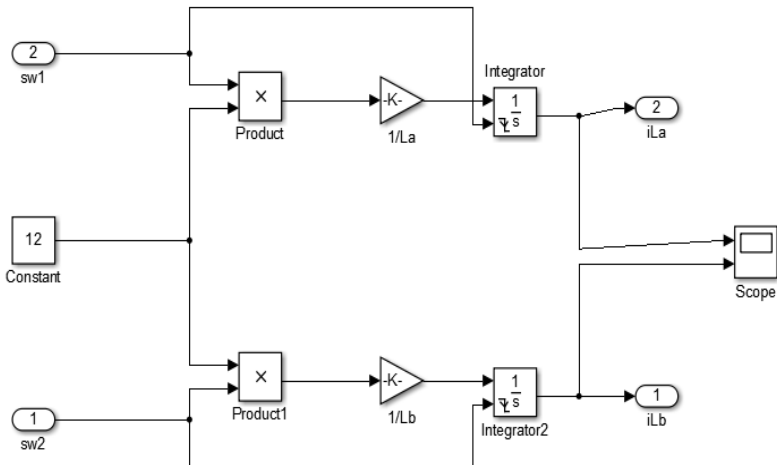
Gambar 3. 9 Blok Komparator

Pada blok komparator (gambar 3.9) , Sinyal sinus dan sinyal *carrier* dijumlahkan dan dihubungkan dengan dengan *relay*. Penambahan komponen *relay* bertujuan untuk mendapatkan pola pensaklaran “ON” dan “OFF”. Berdasarkan gambar 3.3 , terdapat 2 *switch* yang terhubung dari sumber ke induktor untuk mendapatkan kondisi “ON” dan “OFF” yang bergantian pada kedua induktor maka pada komparator dibutuhkan 2 switch dengan kondisi berkebalikan. Salah satu keluaran dari relay dijumlahkan dengan konstanta 1 untuk mendapatkan kondisi yang berkebalikan dengan *switch* 1.

Blok IBBSF dibagi menjadi 3 blok utama yakni blok pengisian muatan pada induktor, blok pengisian muatan ke kapasitor dan blok pembentukan tegangan keluaran. Hal ini dapat dilihat dalam gambar 3.10.



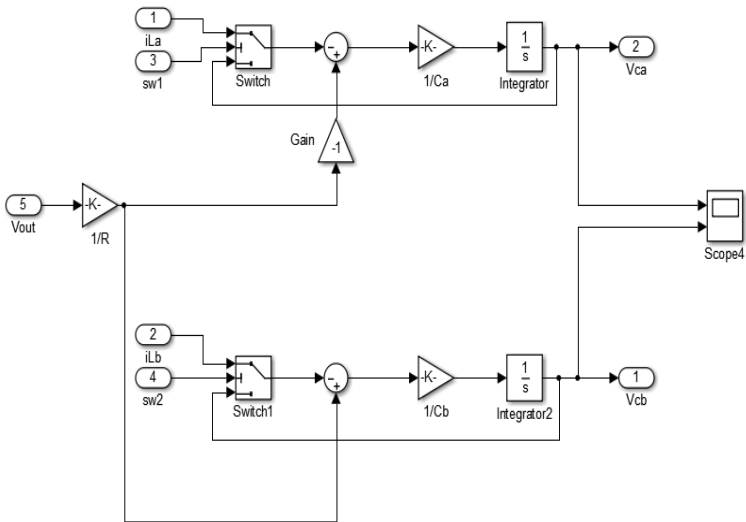
Gambar 3. 10 Gambaran Umum Blok Inverter Buck Boost



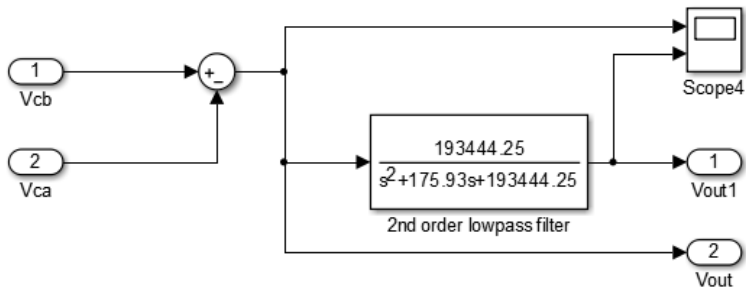
Gambar 3. 11 Blok proses Pengisian Induktor

Blok pengisian muatan pada induktor didasarkan pada persamaan 2.17 pada induktor L_a dan persamaan 2.11 pada induktor L_b . Tegangan masukan didapatkan dari hasil perkalian antara sinyal *switch* 1 dan tegangan sumber sebesar 12 Volt pada induktor a. Hal yang sama juga pada induktor b yakni hasil perkalian dari sinyal *switch* 2 dengan tegangan sumber sebesar 12 volt.

Blok pengisian kapasitor muatan pada kapasitor (Gambar 3.12) ini didasarkan pada persamaan 2.19 pada kapasitor a dan persamaan 2.9 pada kapasitor b. Untuk kapasitor a dikalikan dengan *gain* -1 untuk mendapatkan V_o yang sesuai dengan persamaan 3.16 (karena V_o dari sistem adalah $V_{Cb} - V_{Ca}$)



Gambar 3.12 Blok proses Pengisian Kapasitor



Gambar 3.13 Blok Tegangan Keluaran dengan Filter

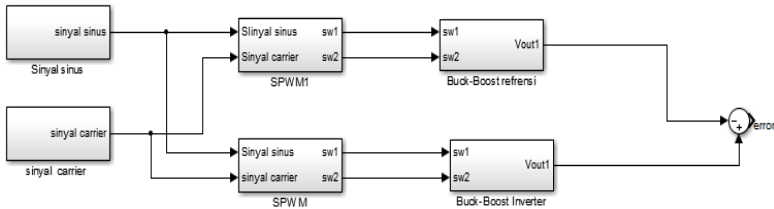
Blok tegangan keluaran merupakan penjumlahan antara tegangan keluaran dari kapasitor b dengan kapasitor a. hasil penjumlahan berupa V_{out} menjadi masukan pada blok kapasitor. Sedangkan keluaran hasil filter (V_{out1}) menjadi keluaran dari sistem setelah difilter.

3.3.2 Pemodelan Referensi IBBSF

Model referensi adalah model dari IBBSF yang menjadi acuan untuk menghasilkan tegangan keluaran yang kita inginkan yakni sebesar 220V. Berdasarkan persamaan 2.32 fungsi transfer orde dua untuk model referensi MRAC berdasarkan model matematis sistem IBBSF adalah

$$Gm(s) = \frac{201863.35s - 140845070.422}{s^2 + 201863.35s + 140845070.422} \quad (3.3)$$

Nilai RLC referensi didapatkan didasarkan pada nilai tegangan keluaran yang diharapkan yakni 220 V. *Wiring diagram* dari IBBSF referensi sama dengan IBBSF namun dengan nilai RLC yang berbeda. Pada gambar 3.14 akan ditunjukkan blok pembentukan sinyal error yakni selisih antara keluaran IBBSF dengan IBBSF referensi.



Gambar 3. 14 Blok Pembentukan Sinyal Error

3.3.3 Mekanisme “updating” parameter kontroller

Berdasarkan persamaan 2.44 dan 2.45 didapatkan nilai upadating parameter controller

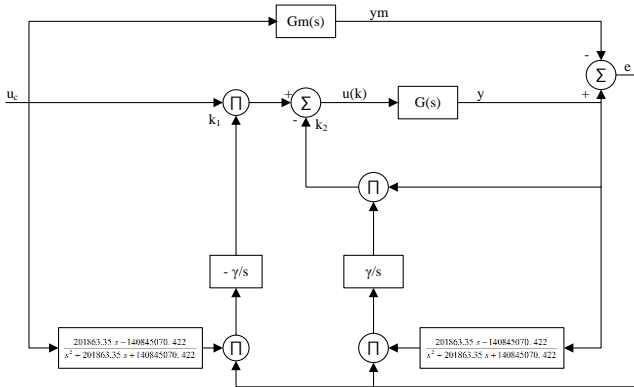
$$\frac{dk_1}{dt} = -\gamma \left(\frac{201863.35s - 140845070.422}{s^2 + 201863.35s + 140845070.422} u_c \right) e \quad (3.4)$$

$$\frac{dk_2}{dt} = \gamma \left(\frac{201863.35s - 140845070.422}{s^2 + 201863.35s + 140845070.422} y \right) e \quad (3.5)$$

Dengan γ adalah gain adaptasi. Berdasarkan model matematis kontrol MRAC yang berupa fungsi transfer MRAC dan model matematis dari update kontrol kemudian disimulasikan dalam software MATLAB dengan nilai gain adaptasi dari kontrol bervariasi dengan rentang 0.000001 – 0.1. Rentang nilai adaptasi gain tersebut didapatkan berdasarkan tujuan dari MIT *rule* yakni meminimalkan fungsi kerugian atau meminimalkan error sampai ke 0 untuk mendapatkan kestabilan sistem. Sehingga dirancang nilai gain adaptasi kurang dari 0.

Sinyal kontrol ditentukan berdasarkan persamaan 2.47,

$$u(k) = \left[-\gamma \left(\int \frac{201863.35s - 140845070.422}{s^2 + 201863.35s + 140845070.422} u_c \right) e \right] u_c - \left[\gamma \left(\int \frac{201863.35s - 140845070.422}{s^2 + 201863.35s + 140845070.422} y \right) e \right] y \quad (3.29)$$

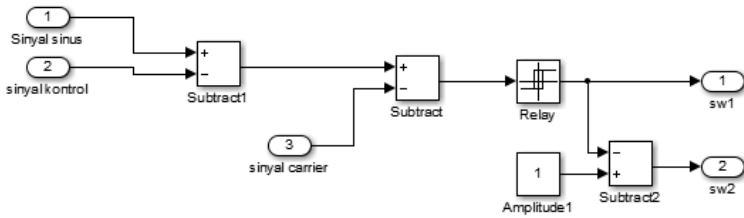


Gambar 3. 15 Diagram blok MRAC orde dua dengan MIT *Rule*

Skema pada Gambar 3.14 menunjukkan bahwa *error* dihasilkan dari selisih antara keluaran model referensi (y_m) dan keluaran proses (y). *Update* parameter kontroler k_2 dilakukan oleh hasil kali antara *error* (e), *gain* adaptasi (γ) dan keluaran proses (y) setelah melalui hasil kali dengan model referensi ,

sedangkan parameter k_1 dilakukan update melalui hasil kali *error* (e), *gain* adaptasi, dan referensi masukan (u_c) setelah melewati hasil kali dengan model referensi.

Hasil sinyal kontrol tersebut kemudian masuk blok SPWM untuk mengatur lebar sempit tinggi rendahnya sinyal referensi. Pada gambar 3.15 ditunjukkan wiring diagram antara sinyal kontrol dengan SPWM. Di dalam SPWM dijelaskan bahwa sinyal yang dapat dimodulasi adalah sinyal referensi untuk mendapatkan bentuk yang diinginkan. Berdasar hal tersebut sinyal kontrol dijumlahkan dengan sinyal referensinya untuk mendapatkan keluaran yang diinginkan.



Gambar 3. 16 Wiring Diagram Sinyal Kontrol Dengan SPWM

Halaman ini memang dikosongkan

BAB IV

HASIL DAN PEMBAHASAN

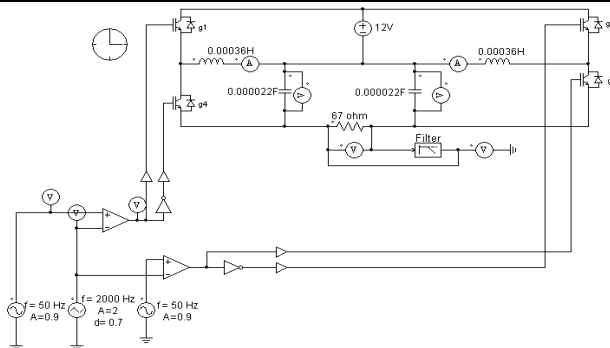
Pada bab ini dibahas mengenai hasil dan analisa simulasi sistem pengendalian tegangan keluaran IBBSF. Adapun hasil dan analisa simulasi sistem meliputi hasil tegangan keluaran IBBSF tanpa kontrol pada *software* PSIM dan MATLAB dan implementasi metode kontrol MRAC pada IBBSF.

4.1 Analisa IBBSF pada *Software* PSIM

Pada penelitian ini akan dilakukan simulasi IBBSF pada *software* PSIM. Nilai dari beberapa komponen inverter *buck boost* yakni nilai R, L dan C diperoleh dari paper *Vazquez*. Tabel 4.1 merupakan data parameter –parameter inverter *buck boost* dari penelitian sebelumnya.

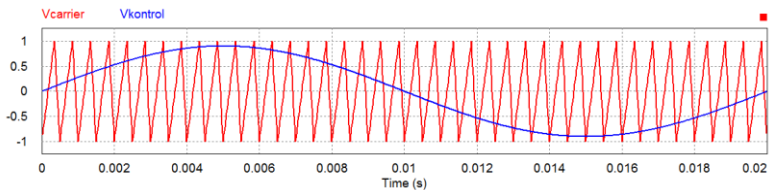
Tabel 4. 1 Parameter Inverter *Buck Boost*

Parameter	Nilai
R	65 Ω
La=Lb	360 μ H
Ca= Cb	22 μ F
f carrier	2000 Hz
f referensi	50 \pm 0.05Hz dan 60 Hz
Fc (frekuensi cut off)	50 \pm 0.05Hz dan 60 Hz
Vin	12 V

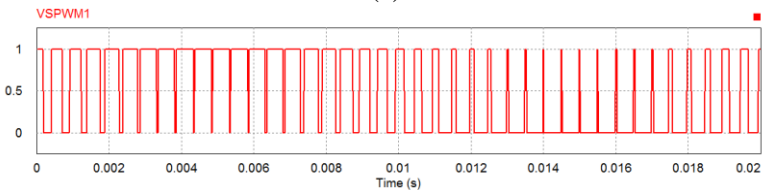


Gambar 4. 1 Simulasi IBBSF pada PSIM

Paramater-parameter diatas kemudian dimasukkan dalam simulasi inverter *buck boost* pada *software* PSIM seperti pada gambar 4.1. Maka akan dihasilkan grafik seperti dibawah ini.



(a)

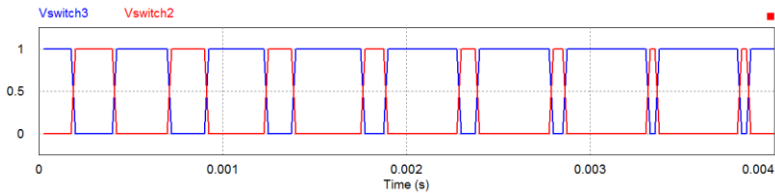


(b)

Gambar 4. 2 Grafik SPWM.

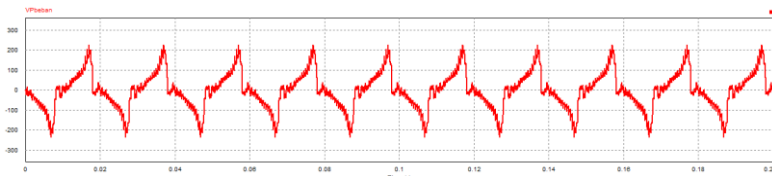
- (a) Sebagai Grafik Perbandingan Sinyal *Carrier* dengan Sinyal Kontrol dan
- (b) Grafik Hasil Pola Pensaklaran.

Grafik SPWM dibentuk dengan membandingkan sinyal *carrier* dengan sinyal sinusoidal sehingga didapatkan pola pensaklaran seperti pada gambar 4.2 bagian b. Untuk Mendapatkan 2 pola pensaklaran yang saling berkebalikan waktu “ON-OFF” maka setelah komparator diberi 2 *on-off switch controller* yang salah satunya dipasang dengan komponen *not gate* (Gambar 4.1). Hal ini untuk me-matikan salah *switch* ketika *switch* yang lain hidup dan sebaliknya. Demikian juga dengan komparator ke 2, sehingga ketika *switch* 1 dan 2 “ON” maka *switch* 3 dan 4 “OFF” dan sebaliknya.

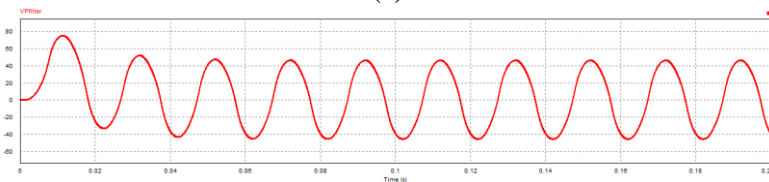


Gambar 4. 3 Grafik Pola Penskalaran Pada Switch 3 dan 2

Pada gambar 4.3, ditunjukkan pola penskalaran pada *switch* 3 dan 2 dengan *switch* 2 ditambahkan komponen *not gate*. Sehingga akan dihasilkan pola penskalaran yang saling berkebalikan atau waktu “ON-OFF” yang saling berkebalikan. Demikian juga pada *switch* 1 dan *switch* 4.



(a)



(b)

Gambar 4. 4 Grafik Tegangan pada Beban.

(a) tanpa filter

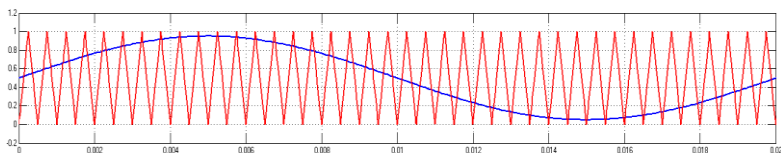
(b) dengan filter

Gambar 4.4 merupakan grafik hasil tegangan keluaran dari sistem. Berdasarkan gambar 4.4 (b), pada awal pengisian muatan pada komponen kapasitor belum mencapai kondisi stabil dari 0s hingga ± 0.109 s dan baru stabil ketika detik ke 0.11 . Hal ini terjadi karena pada awal pengisian induktor a, induktor a dalam keadaan kosong atau tidak terdapat muatan . Induktor diisi muatan dari sumber secara bergantian dengan pola pensaklaran yang telah

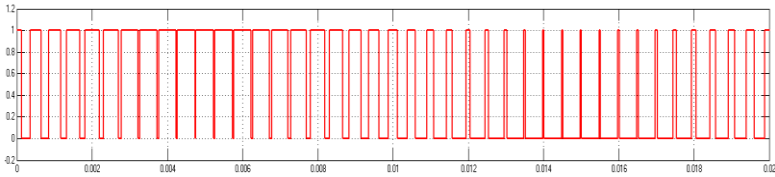
diatur sebelumnya. Ketidakstabilan pada awal pengisian muatan di induktor mengakibatkan ketidakstabilan pengisian muatan pada kapasitor. Karena muatan pada kapasitor diperoleh dari induktor melalui efek resonansi. Ketika sumber mengisi muatan pada induktor a, karena efek resonansi antara induktor dan kapasitor menyebabkan muatan pada induktor b mengalir ke kapasitor b dan sebaliknya ketika sumber mengisi induktor b. Pengisian muatan pada kedua induktor yang diatur berdasarkan pola penskalaan yang telah dibuat sebelumnya mengakibatkan terjadinya penumpukan muatan secara terus menerus pada kedua induktor. Hal ini karena belum semua muatan pada induktor b dialirkan ke kapasitor b, telah terjadi pergantian waktu “ON” dan sebaliknya secara terus menerus. Sehingga penumpukan dan penyimpanan muatan membuat tegangan masukan sebesar 12 V dapat dinaikkan hingga ± 220 V. Namun pada gambar 4.4 a dihasilkan kualitas tegangan yang belum baik yakni masih terdapat banyak *ripple*, sehingga diperlukan filter untuk mengurangi ripple pada tegangan keluarannya. Filter yang digunakan adalah second order lowpass filter yang akan meloloskan sinyal dibawah frekuensi cut off. Nilai frekuensi cut off didasarkan pada nilai frekuensi referensinya yakni 50Hz dan 60 Hz. Setelah difilter, tegangan keluaran yang dihasilkan berupa sinusoidal namun nilainya menjadi 48 V. Hal ini disebabkan oleh filter tersebut yang hanya meloloskan sinyal dibawah nilai frekuensi cut off untuk menghilangkan ripple.

4.2 Analisa Sinyal Keluaran IBBSF pada Simulink MATLAB

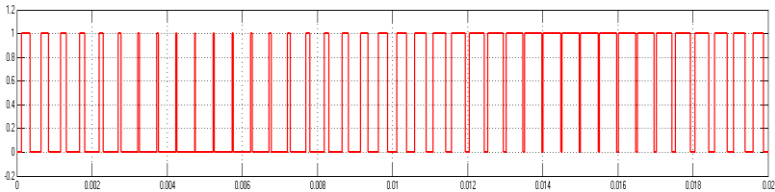
Dengan nilai komponen yang sama dengan simulasi pada *software* PSIM, pemodelan pada bab 2 yakni persamaan 2.20 dan 2.21 disimulasikan pada *software* Simulink MATLAB.



(a)



(b)



(c)

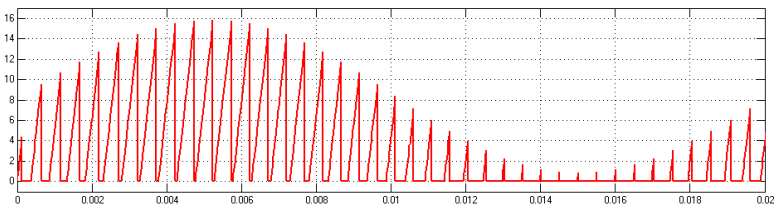
Gambar 4. 5 Grafik Pembentukan Pola Pensklaran.

(a) Perbandingan Sinyal *Carrier* dan Sinyal Sinus.

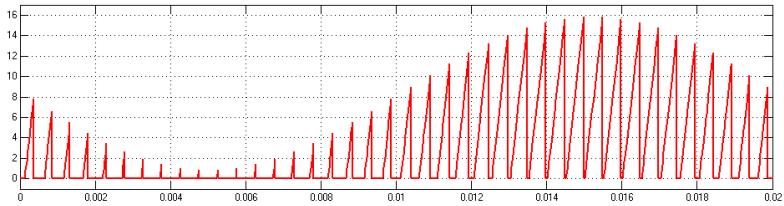
(b) Pola Pensaklaran pada *Switch 1*.

(c) Pola Pensaklaran pada *Switch 2*.

Pada Gambar 4.5, didapatkan hasil grafik yang sama dengan software PSIM. Pola pensaklaran pada *switch 1* merupakan pola pensaklaran hasil dari keluaran relay. Sedangkan pola pensaklaran pada *switch 2* merupakan pola pensaklaran dari penjumlahan sinyal relay dengan konstanta 1. Pada bab 3 gambar 3.8, keluaran sinyal relay dibuat minus untuk membuat pola pensaklaran yang berkebalikan dengan sebelumnya dan penjumlahan konstanta 1 untuk menghasilkan amplitude keluaran dengan rentang 0-1.



(a)



(b)

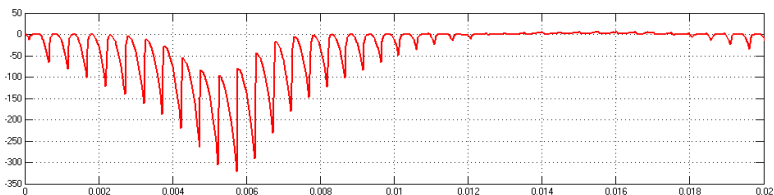
Gambar 4. 6 Grafik Pengisian Muatan Induktor.

(a) Pengisian Muatan pada La.

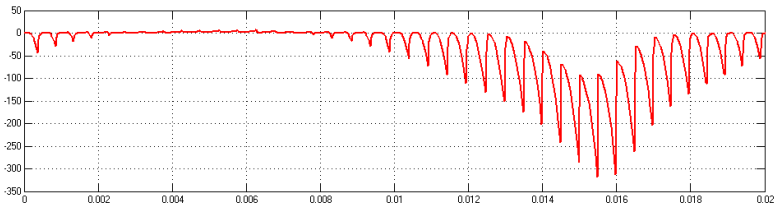
(b) Pengisian Muatan pada Lb

Pada gambar 4.6 a , terjadi pengisian awal muatan yang terus meningkat hingga detik ke 0.005 dan kemudian turun hingga nantinya akan naik kembali sehingga akan membentuk sebuah pola. Hal ini berkebalikan dengan gambar 4.6 b, dimana pengisian muatan berlangsung turun diawal dan kemudian mulai naik pada detik ke 0.007 hingga nantinya akan turun kembali sehingga akan membentuk sebuah pola yang berkebalikan dengan induktor a. Naik turunnya pengisian muatan pada induktor ini disebabkan oleh lama waktu “ON-OFF” atau lebar *duty cycle* dari pola pensklaran pada *switch* 1 dan 2. Grafik yang naik menunjukkan lamanya waktu “ON” dari pada “OFF” dan sebaliknya.

Pola pensaklaran pada induktor, mempengaruhi muatan yang mengalir pada kapasitor, terlihat pada gambar 4.7. Dengan waktu yang sama pada gambar 4.6 a dengan 4.7 a menunjukkan ketika waktu “ON” yang lebih lama mengakibatkan peningkatan muatan pada induktor namun muatan yang mengalir ke kapasitor akan sedikit dan akan cenderung minus. Hal ini juga berlaku sebelumnya.



(a)

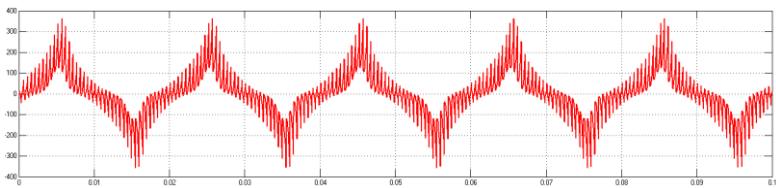


(b)

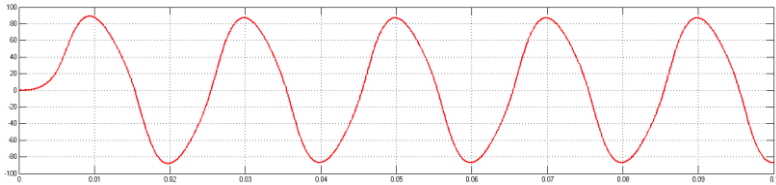
Gambar 4. 7 Grafik Pengisian Muatan Kapasitor.

(a) Pengisian Muatan pada Ca.

(b) Pengisian Muatan pada Cb



(a)



(b)

Gambar 4. 8 Grafik Tegangan Keluaran dengan frekuensi referensi 50Hz.

(a)Tanpa Filter

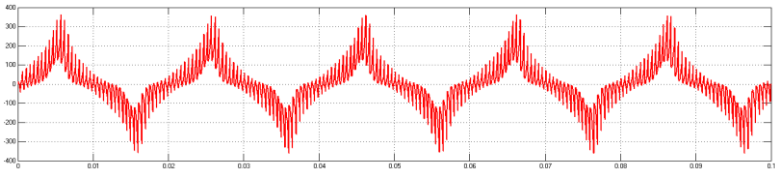
(b) Dengan Filter

Tegangan keluaran yang merupakan selisih antara tegangan kapasitor b dengan kapasitor a menghasilkan grafik yang ditunjukkan pada 4.8 a dengan nilai tegangan keluaran sebesar 365V namun masih terdapat banyak *ripple* sehingga diperlukan filter. Untuk menghilangkan ripple dan mendapatkan sinyal sinus maka hasil tegangan IBBSF di filter dengan *second order lowpass filter*.

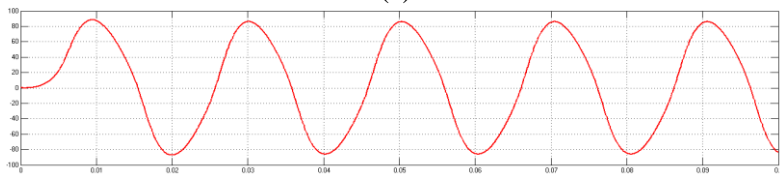
Pemilihan filter tersebut didasarkan pada hasil filter yang sesuai pada software PSIM.

Berdasarkan tabel 4.1 dan persamaan 2.5 dan 2.6 akan didapatkan nilai *damping ratio* dan frekuensi natural (ω_n) sebesar 0.7 dan 314.16 . Hasil tegangan keluaran setelah difilter berupa sinyal sinus sebesar 88 V. Hal ini dikarenakan *second order lowpass filter* hanya meloloskan sinyal dibawah frekuensi cut off yakni 50 Hz. Sinyal keluaran mulai stabil pada $\pm 0.95s$. Hal ini disebabkan ketidakstabilan di awal pengisian muatan pada induktor sehingga menyebabkan ketidakstabilan pengisian kapasitor.

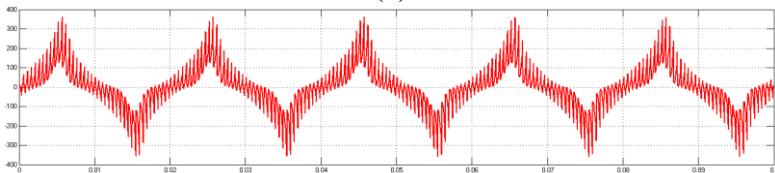
Pada gambar 4.9 ditunjukkan tegangan keluaran IBBSF pada toleransi frekuensi yang masih diterima oleh PLN yakni ± 0.5 Hz. Pada gambar 4.9 a ditunjukkan keluaran IBBSF dengan frekuensi referensi 49.95 sebesar 370 V dan setelah difilter menjadi 89V yang ditunjukkan pada gambar 4.9 b. Kemudian pada gambar 4.9 c ditunjukkan keluaran dari IBBSF dengan frekuensi referensi 50.05 adalah sebesar 363V dan setelah difilter menjadi 87 V.



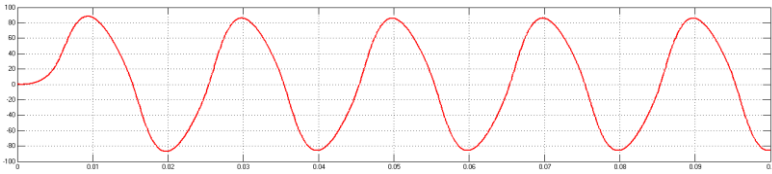
(a)



(b)



(c)

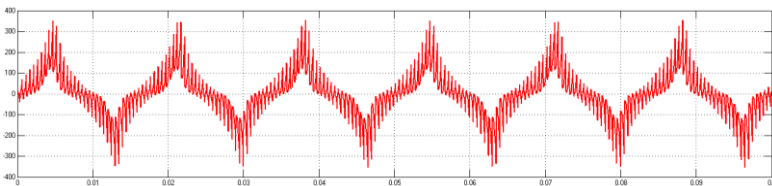


(d)

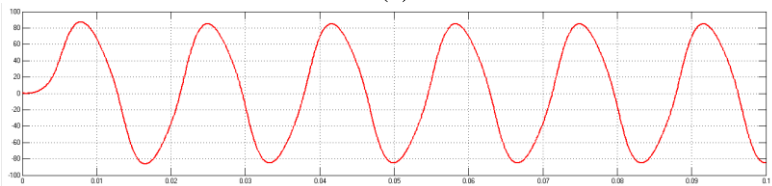
Gambar 4. 9 Grafik Tegangan Keluaran dengan frekuensi referensi $50 \pm 0.5 \text{ Hz}$.

- (a) frekuensi referensi 49.55 tanpa filter
- (b) frekuensi referensi 49.55 dengan filter
- (c) frekuensi referensi 50.05 tanpa filter
- (d) frekuensi referensi 50.05 dengan filter

Pada gambar 4.10 a dihasilkan tegangan keluaran yang lebih rendah dari frekuensi referensi 50 Hz yakni lebih rendah 10 V sehingga tegangan keluaran pada frekuensi referensi 60 Hz adalah 355 V dan setelah difilter menjadi 86V. Hal ini disebabkan perbedaan pola pensklaran yang terbentuk ketika frekuensi referensi 50 Hz dan 60 Hz.



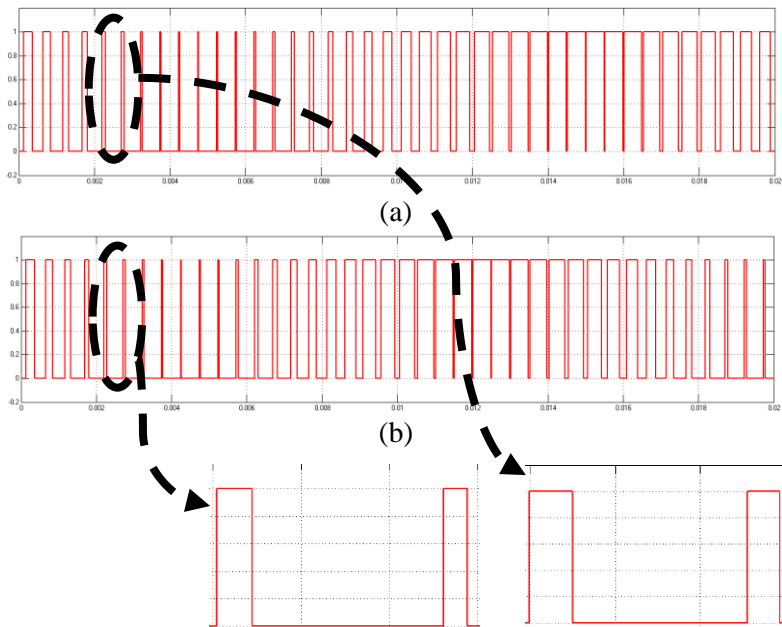
(a)



(b)

Gambar 4. 10 Grafik Tegangan Keluaran dengan frekuensi referensi 60 Hz.

- (a) Tanpa Filter
- (b) Dengan Filter



Gambar 4. 11 Pola pensaklaran pada switch 2.

(a) SPWM dengan frekuensi referensi 50 Hz

(b) SPWM dengan frekuensi referensi 60 Hz

Pada gambar 4.11 diperlihatkan pola pensaklaran pada SPWM dengan 4.11 a pada frekuensi referensi 50 Hz dan 4.11 b pada frekuensi referensi 60 Hz. Terdapat perbedaan pada pola pensaklaran frekuensi referensi 50 Hz yang lebih lebar atau waktu “ON-OFF” yang lebih lama dari frekuensi referensi 60Hz sehingga pada frekuensi referensi 50 Hz mengalami penumpukan muatan yang besar daripada frekuensi referensi 60 Hz. Hal tersebut yang mengakibatkan hasil tegangan keluaran pada frekuensi referensi 50 Hz lebih besar dari pada frekuensi referensi 60Hz.

Gambar 4. 13 *Buck Boost* Inverter dengan kontrol MRAC

Dengan nilai update kontrol pada persamaan 3.5 dan 3.6. Pengujian kestabilan model referensi dengan mencari akar-akar persamaan penyebutnya yakni dari persamaan $s^2 + 201863.35s + 140845070.422$.

Tabel 4. 2 Akar persamaan model referensi

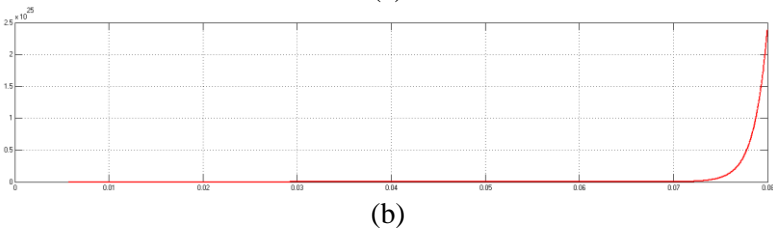
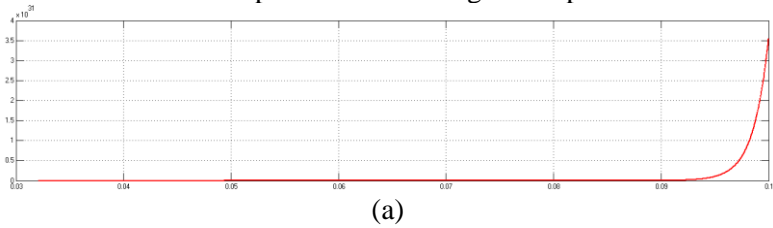
K	akar
1	-2.0116 -0.0070
10	-2.0179 -0.0007
100	-2.0186 -0.0001

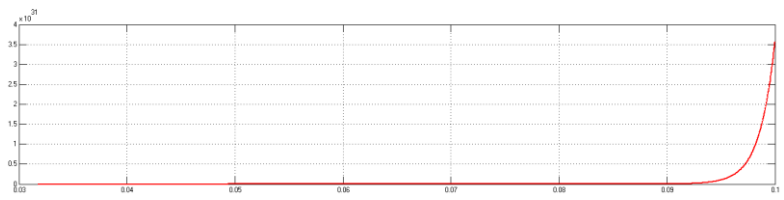
Berdasarkan tabel 4.2 diketahui bahwa akar-akar polonya berupa akar negatif real($R=-A$, $-B$), maka kerja sistem akan stabil karena cenderung menurun menuju nol

Pengujian kinerja MRAC pada IBBSF dengan nilai rentang nilai gain adaptasi 0.000001-0.1. Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui pengaruh gain adaptasi terhadap keluaran IBBSF.

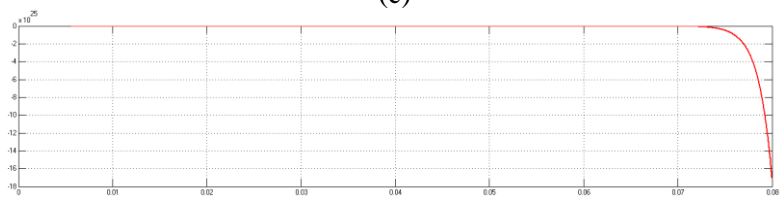
a. IBBSF dengan Gain Adaptasi 0.1

Grafik hasil respon sistem ketika gain adaptasi 0.1.





(c)

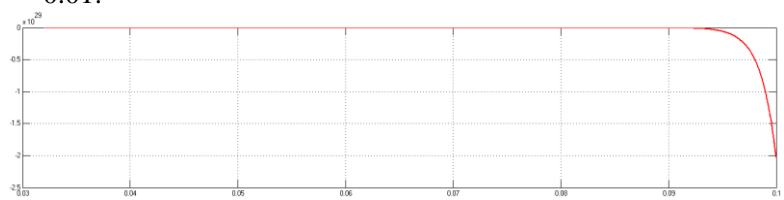


(d)

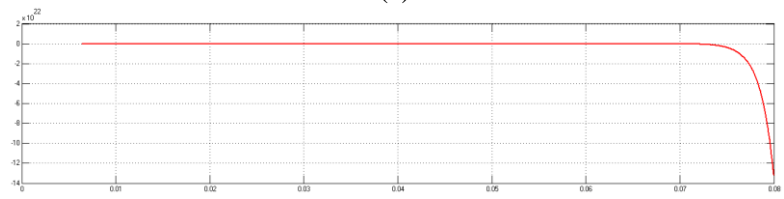
Gambar 4. 14 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.1
(a) Pada frekuensi referensi 49.95 Hz
(b) Pada frekuensi referensi 50 Hz
(c) Pada frekuensi referensi 50.05 Hz
(d) Pada frekuensi referensi 60Hz

b. IBBSF dengan Gain Adaptasi 0.01

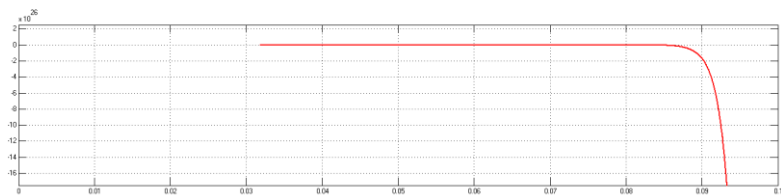
Grafik hasil respon sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.01.



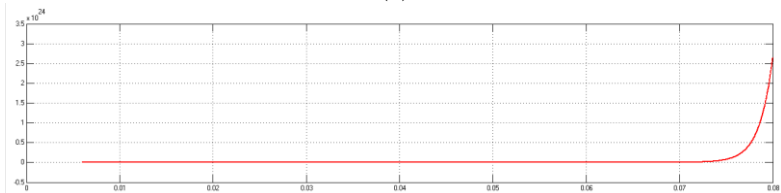
(a)



(b)



(c)



(d)

Gambar 4. 15 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.01

(a) Pada frekuensi referensi 49.95 Hz

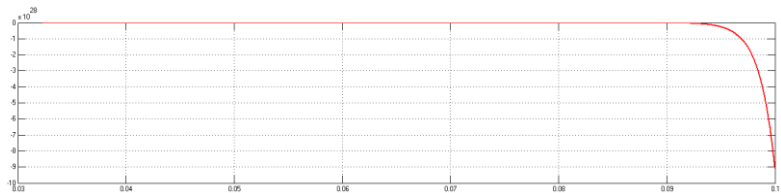
(b) Pada frekuensi referensi 50 Hz

(c) Pada frekuensi referensi 50.05 Hz

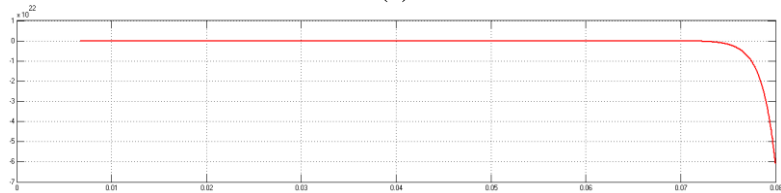
(d) Pada frekuensi referensi 60Hz

c. IBBSF dengan Gain Adaptasi 0.001

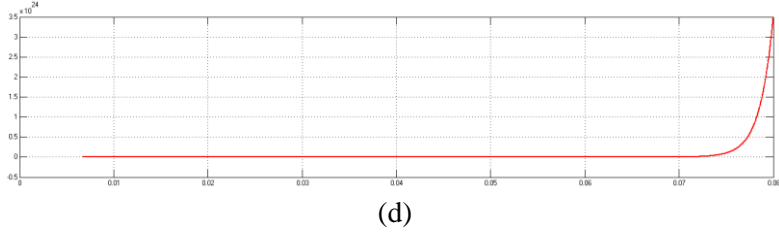
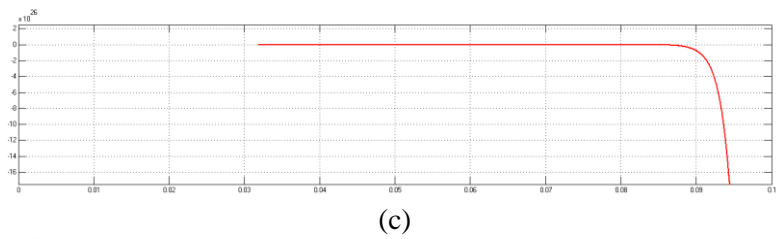
Grafik hasil respon sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.001.



(a)



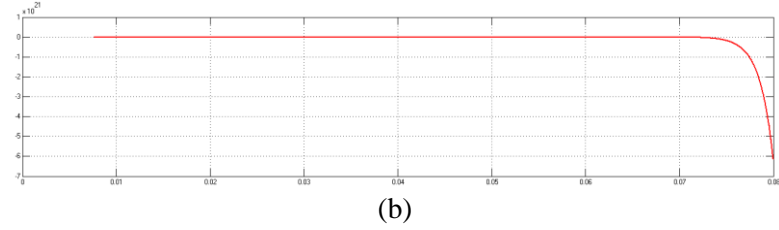
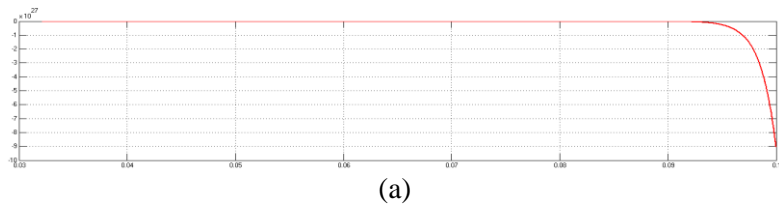
(b)

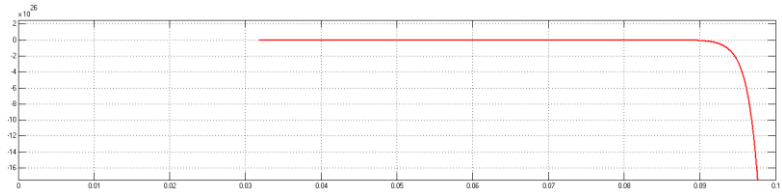


Gambar 4. 16 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.001
(a) Pada frekuensi referensi 49.95 Hz
(b) Pada frekuensi referensi 50 Hz
(c) Pada frekuensi referensi 50.05 Hz
(d) Pada frekuensi referensi 60Hz

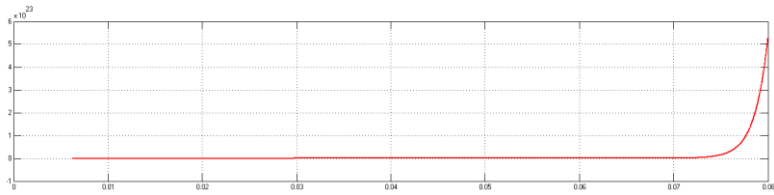
d. IBBSF dengan Gain Adaptasi 0.0001

Grafik hasil respon sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.0001.





(c)



(d)

Gambar 4. 17 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.0001

(a) Pada frekuensi referensi 49.95 Hz

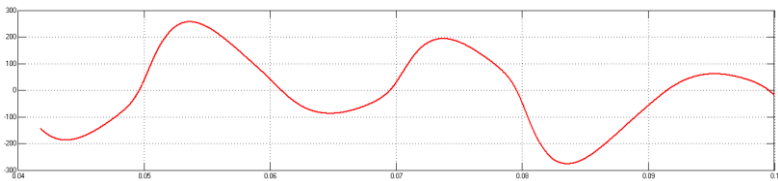
(b) Pada frekuensi referensi 50 Hz

(c) Pada frekuensi referensi 50.05 Hz

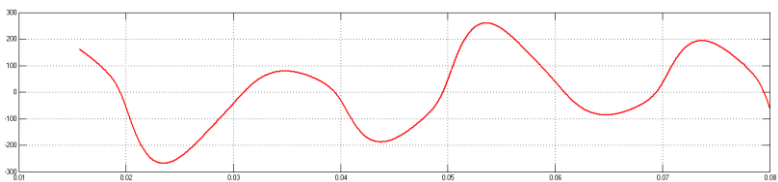
(d) Pada frekuensi referensi 60Hz

e. IBBSF dengan Gain Adaptasi 0.00001

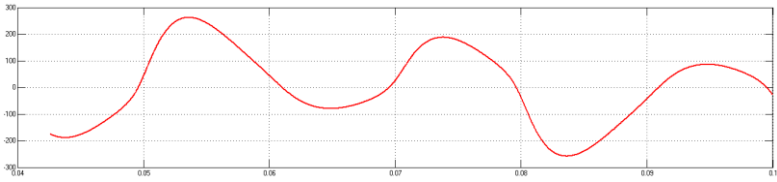
Grafik hasil respon sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.00001.



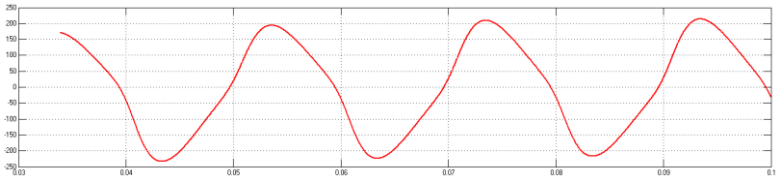
(a)



(b)



(c)



(d)

Gambar 4. 18 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.00001

(a) Pada frekuensi referensi 49.95 Hz

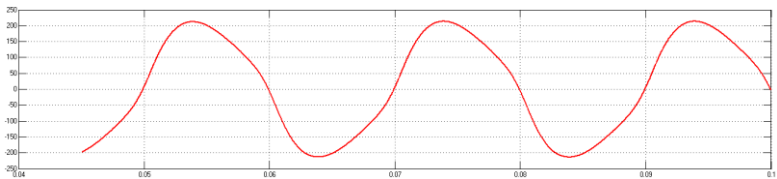
(b) Pada frekuensi referensi 50 Hz

(c) Pada frekuensi referensi 50.05 Hz

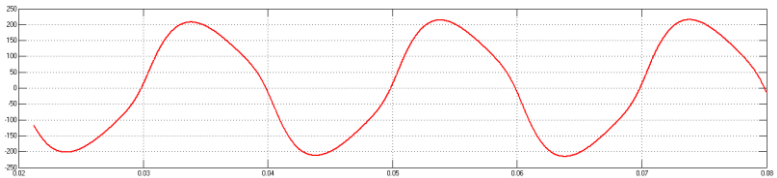
(d) Pada frekuensi referensi 60Hz

f. IBBSF dengan Gain Adaptasi 0.000001

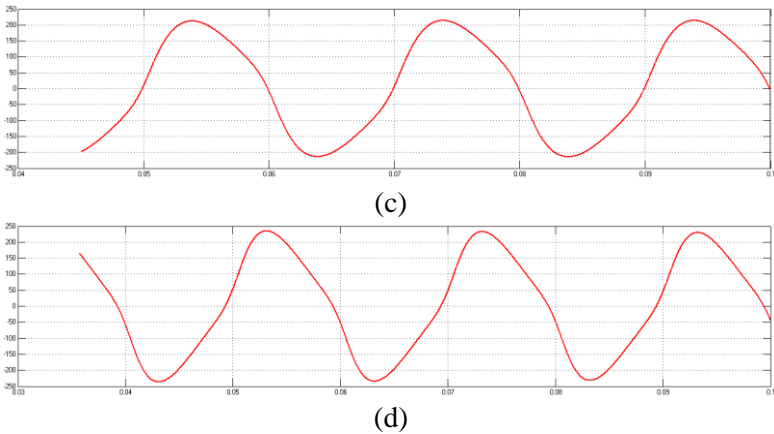
Grafik hasil respon sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.000001.



(a)



(b)



Gambar 4. 19 Respon Sistem MRAC dengan gain adaptasi 0.001

- (a) Pada frekuensi referensi 49.95 Hz
- (b) Pada frekuensi referensi 50 Hz
- (c) Pada frekuensi referensi 50.05 Hz
- (d) Pada frekuensi referensi 60Hz

Berdasarkan gambar grafik respon sistem hasil pengujian 4.14 hingga 4.19 menunjukkan bahwa performansi respon sistem dalam mengikuti model referensinya sangat dipengaruhi oleh besarnya nilai gain adaptasi. Nilai gain adaptasi yang berbeda akan menghasilkan respon sistem yang berbeda dalam mengikuti model referensinya. Hal ini dapat ditunjukkan dalam gambar bahwa semakin kecil nilai *gain*nya, semakin mendekati nilai tegangan keluaran yang diinginkan dan sebaliknya. Hal ini disebabkan oleh hasil sinyal kontrol dari kontrol MRAC. Dimana semakin tinggi nilai *gain* nya maka nilai tegangan keluaran pada sinyal kontrol juga semakin tinggi dan sebaliknya. Sinyal kontrol ini akan mempengaruhi lebar sempitnya sinyal referensi atau dapat mempengaruhi duty cycle. Pada gain adaptasi 0.1-0.0001, hasil respon sistem menghasilkan grafik yang belum stabil dan belum membentuk sinyal sinus. Hal ini disebabkan hasil sinyal kontrol yang tidak stabil dan cenderung menurun sehingga akan mempengaruhi keluaran sinyal referensi yang telah dikontrol. Pada

gambar 4.18 a,b dan c dihasilkan grafik respon sistem yang belum stabil namun telah membentuk sinyal sinus. Hal ini disebabkan karena sinyal kontrol yang dihasilkan juga belum stabil namun telah membentuk sinyal sinus. Pada gambar 4.18 d, grafik respon IBBSF dengan frekuensi 60 Hz menunjukkan pada gain adaptasi 0.00001 sistem telah mencapai tegangan keluaran yang diharapkan. Pada gambar 4.19 a,b dan c, grafik respon IBBSF pada frekuensi 49.95Hz, 50Hz dan 50.05Hz telah mencapai tegangan keluaran yang diinginkan yakni 220 V. Pada gambar 4.18 d ditunjukkan grafik respon IBBSF dengan frekuensi 60 Hz yang menghasilkan tegangan keluaran sebesar 235 V. Dari hasil pengujian menunjukkan hasil respon sistem IBBSF dengan kontroler adaptif MRAC metode MIT *rule* dapat mencapai tegangan keluaran yang diharapkan 220V pada frekuensi referensi 49.95 Hz, 50 Hz, 50.05 Hz dan 60 Hz. Pada hasil pengujian ditunjukkan ketika karakteristik sistem berubah (frekuensi referensi berubah) sistem dapat beradaptasi dengan melakukan mekanisme pengaturan terhadap parameter kontrolnya yakni pada gain adaptasinya.

Halaman ini memang dikosongkan

BAB V

KESIMPULAN DAN SARAN

5.1 Kesimpulan

Pada tugas akhir ini telah berhasil dilakukan simulasi sistem pengendalian tegangan keluaran pada IBBSF berbasis MRAC sebagai berikut :

1. Penguatan tegangan keluaran IBBSF dengan MRAC sebesar 1.47x dari tegangan keluaran IBBSF tanpa kontrol yakni dari 89 V menjadi 220V pada frekuensi referensi 49.95 Hz , penguatan tegangan keluaran IBBSF dengan MRAC sebesar 1.5x dari tegangan keluaran IBBSF tanpa kontrol yakni dari 88 V menjadi 220V pada frekuensi referensi 50 Hz , penguatan sebesar 1.52x dari tegangan keluaran IBBSF tanpa kontrol dari 87V menjadi 220 V dengan gain adaptasi 0.000001. Dan penguatan tegangan keluaran IBBSF dengan kontrol MRAC sebesar 1.56x dari tegangan tanpa kontrol 86V menjadi 220 V dengan gain adaptasi 0.00001.
2. Respon tegangan keluaran IBBF dengan kontrol MRAC dengan metode MIT *Rule* sangat tergantung pada pemilihan parameter-parameter sistem kontrol MRAC yakni nilai gain adaptasi
3. Pemilihan nilai *gain* adaptasi yang kecil pada MRAC menghasilkan respon proses yang diharapkan yakni tegangan keluaran sebesar 220 V pada gain adaptasi 0.000001(frekuensi referensi 49.95 Hz, 50 Hz dan 50.05 Hz) dan pada gain adaptasi 0.00001(frekuensi referensi 60 Hz) sebaliknya nilai *gain* adaptasi yang besar menghasilkan respon sistem berosilasi.
4. Respon IBBSF dengan kontrol MRAC menunjukkan sistem dapat mencapai target dengan *settling time* 0.09 detik.

5.2 Saran

Saran yang perlu disampaikan pada penelitian ini adalah Metode kontrol dalam sistem kontrol adaptif *MRAC* dapat dilakukan dengan metode mekanisme pengaturan yang berbeda yakni dengan metode lyapunov yang kemudian hasilnya dapat dibandingkan dengan metode *MIT Rule*.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] <http://digilib.its.ac.id/public/ITS-PhD-28881-2207301007-Chapter1.pdf> (diakses pada tanggal 22 Oktober 2014)
- [2] <http://blognyacahjogja.blogspot.com/2011/05/bab-6-konverter-kuliah-elktronika.html> diakses pada september 2014
- [3] Fradhisyah.2012.”**Perbaikan Kualitas Output pada Buck Boost Inverter yang Terhubung Grid dengan Menggunakan Metode Feed-Forward Compensation (FFC).**”Tugas Akhir, Jurusan Teknik Elektro ITS
- [4] Caceres, R., & Barbi, I.1995.”**A Boost DC-AC Converter: Operation, Analysis, Control Design and Experimentation**”. IEEE 546-551
- [5] Caceres, R., & Barbi, I.1999. “**A Boost DC-AC Converter: Analysis, Design and Experimentation**”. IEEE
- [6] Vazquez, N., Almazan, J., Alvarez, J., Aguilar, C., & Arau, J. (1999). “**Analysis and Experimental Study of the Buck, Boost and Buck-Boost Inverters**”. IEEE, 801-806.
- [7] Rusmawan, Ferry. “**Aplikasi Kendali Adaptif Pada Sistem Pengaturan Temperatur Cairan dengan Tipologi Kendali Model Reference Adaptive Controller (MRAC).**” Tugas akhir, jurusan teknik elektro universitas Diponegoro
- [8] Ned Mohan, Tore M. Underland, William P. Robbins, ”**Power Electronics, Converters, Applications and Designs,**” Second Edition, Jhon Wiley & Son, Inc, New York.
- [9] Almazan, J., Vazquez, N., Hernandez, C., Alvarez, J., & Arau, J. (2000, Oktober 15-19). “**A Comparison between the Buck, Boost and Buck-Boost Inverters**”. IEEE, 341-346
- [10] Purwadi Agus Darwito, Soebagio, Mauridhi Hery Purnomo. 2012.”**A Comparison between Buck-Boost Inverter with and without Buffer Inductor**”. IPTEK, The Journal for Technology and Science, 77-81.

- [11] Junaidi. 2010. **"Analisa Switching Transistor Untuk Pembentukan Gelombang Sinusoidal PWM.** "Skripsi Sarjana Ekstensi, Universitas Indonesia
- [12] <https://exploreavd.wordpress.com/2011/02/01/pengertian-transistor/> (diakses pada tanggal 26 Maret 2015)
- [13] <http://elektronika-dasar.web.id/teori-elektronika/low-pass-filter-lpf-rc/> (diakses pada tanggal 28 Desember 2014)
- [14] Astrom, K.J.; B. Wittenmark, **"Adaptive Control"**, Addison-wesley, Reading, MA, 1995
- [15] Pankaj swarnkar, Shailendra Jain, R.K. Nema. 2011 **"Effect of Adaptation Gain in Model Reference Adaptive Controlled Second Order System."** *ETASR-Engineering, Technology and applied Science Reseach Vol.1, No.3, 2011, 70-75*

LAMPIRAN

1. Penjelasan persamaan 2.40

$$y = \frac{bs-a}{s^2 + (-b+a)s+a} (k1u_c - k2y)$$

$$y = \frac{(bs-a)k1u_c}{s^2 + (-b+a)s+a} - \frac{(bs-a)k2y}{s^2 + (-b+a)s+a}$$

$$y + \frac{(bs-a)k2y}{s^2 + (-b+a)s+a} = \frac{(bs-a)k1u_c}{s^2 + (-b+a)s+a}$$

$$\frac{(s^2 + (-b+a)s+a + (bs-a)k2)y}{s^2 + (-b+a)s+a} = \frac{(bs-a)k1u_c}{s^2 + (-b+a)s+a}$$

$$y = \frac{(bs-a)k1u_c}{(s^2 + (-b+a)s+a + (bs-a)k2)}$$

2. Turunan *parsial updating* parameter pada error terhadap k1 dan k2 pada persamaan 2.42 dan 2.43

$$e = \frac{(bs-a)k1}{s^2 + (-b+a)s+a + (bs-a)k2} u_c - Gmu_c$$

misal $u = (bs-a)uc$ k1

$$v = s^2 + (-b+a)s+a + (bs-a)k2$$

maka

$$\frac{\partial e}{\partial k1} = \frac{u'v - uv'}{v^2}$$

$$\frac{\partial e}{\partial k1} = \frac{(bs-a)u_c (s^2 + (-b+a)s+a + (bs-a)k2)}{(s^2 + (-b+a)s+a + (bs-a)k2)^2}$$

$$\frac{\partial e}{\partial k1} = \frac{bs-a}{s^2 + (-b+a)s+a + (bs-a)k2} u_c$$

Untuk turunan parsial terhadap parameter k2

$$\frac{\partial e}{\partial k2} = \frac{u'v - uv'}{v^2}$$

$$\frac{\partial e}{\partial k^2} = \frac{-(bs-a)^2 u_c k^1}{(s^2 + (-b+a)s + a + (bs-a)k^2)^2}$$

$$\frac{\partial e}{\partial k^2} = \frac{-(bs-a)}{s^2 + (-b+a)s + a + (bs-a)k^2} y$$

BIODATA PENULIS



Mega Arintika Yuliana dilahirkan di Tulungagung 26 Juli 1993. Penulis adalah putri tunggal dari pasangan Masduki dan Siti Aminasih. Judul tugas akhir yang diusulkan dan diselesaikan oleh penulis pada bulan Maret 2015 yaitu “**Sistem Pengendalian Tegangan Keluaran Inverter Buck Boost Satu Fasa (IBBSF) Menggunakan Metode Model Reference Adaptive Control (MRAC)**”.

Riwayat pendidikan penulis adalah sebagai berikut :

MI Manbaul Ulum Buntaran	(1999-2005)
SMPN 1 Ngunut	(2005-2008)
SMAN 1 Boyolangu, Tulungagung	(2008-2011)
Sepuluh Nopember Institute of Technology, Surabaya	(2011-2015)